

九州工業大学学術機関リポジトリ



| | |
|------------|---|
| Title | UKF によるセルフセンシング磁気浮上系の磁気飽和に対する補償 |
| Author(s) | 松田, 光平 |
| Issue Date | 2014-01 |
| URL | http://hdl.handle.net/10228/5441 |
| Rights | |

博士論文

UKF によるセルフセンシング磁気浮上系の 磁気飽和に対する補償

| | |
|------|--------------------------------|
| 指導教官 | 坂本 哲三 教授 |
| 所属 | 九州工業大学 工学府 機械知能工学専攻知能制御工学分野 |
| 学籍番号 | 12584201 |
| 提出者 | 松田 光平 |
| 提出日 | 2014 年 1 月 |

目 次

| | | |
|-------|-----------------------------------|----|
| 1 | 序論 | |
| 1.1 | はじめに | 1 |
| 1.2 | セルフセンシング吸引形磁気浮上系のセンシング方法 | 2 |
| 1.3 | セルフセンシング吸引形磁気浮上系の課題 | 2 |
| 1.4 | 本研究の目的 | 2 |
| 1.5 | 本論文の構成 | 2 |
| 2 | 原理 | |
| 2.1 | 吸引形磁気浮上系の原理 | |
| 2.1.1 | 吸引形磁気浮上系の構成 | 5 |
| 2.1.2 | 吸引形磁気浮上系のモデル化 | 6 |
| 2.2 | PWM アンプのキャリアを利用したセルフセンシング吸引形磁気浮上系 | |
| 2.2.1 | セルフセンシング吸引形磁気浮上系の構成 | 10 |
| 2.2.2 | PWM による電磁石への印加電圧 | 10 |
| 2.2.3 | PWM のキャリアを利用したセルフセンシングの原理 | 13 |
| 3 | 実験装置 | 14 |
| 4 | 磁気飽和の影響 | 17 |
| 5 | 検出範囲を限定した磁気飽和に対するセルフセンシング制御法 | |
| 5.1 | 検出範囲を限定した磁気飽和に対するセルフセンシング制御法の概要 | 20 |
| 5.2 | Goertzel アルゴリズムによる離散フーリエ変換 | 20 |
| 5.3 | 磁気飽和によるギャップセンシング特性の影響 | 23 |
| 5.4 | 検出範囲を限定した磁気飽和の補償 | 26 |
| 5.5 | 制御設計 | 29 |
| 5.6 | 実験 | |
| 5.6.1 | 変位推定実験 | 33 |

| | | |
|-------|--------------------------------|----|
| 5.6.2 | セルフセンシング浮上実験 | 35 |
| 6 | UKF を用いた磁気飽和に対するセルフセンシング制御法 | |
| 6.1 | UKF を用いた磁気飽和に対するセルフセンシング制御法の概要 | 37 |
| 6.2 | 電流の時間微分値による自己インダクタンスの推定 | 37 |
| 6.3 | アンセンテッドカルマンフィルタ | 37 |
| 6.4 | UKF のためのモデリング | 40 |
| 6.5 | セルフセンシング浮上実験 | 42 |
| 7 | 結論 | 44 |

参考文献

1. 序論

1.1. はじめに

吸引形磁気浮上技術は電磁力によって物体を浮上させる技術である。非接触で支持することが可能になるので、機械接触による摩擦がなくなる利点がある。磁気浮上技術を既存の装置に組み込むことによって、高寿命化、高効率化、メンテナンス性の向上が見込める。また浮上対象に働く外力を正確に測定することが可能である。その反面、吸引形磁気浮上系は不安定であり、物体の位置に応じたフィードバック制御が不可欠となる。このフィードバック制御は、センサや制御機器、アンプにより実現される。多くの場合、浮上対象と電磁石のギャップを測定するためのギャップ検出センサが用いられる。このため、装置が大きいこと、高コストであることが欠点である。吸引形磁気浮上技術は古くから様々な研究が行われ、飛躍的に成長してきたが、さらなる改善が期待されている。吸引形磁気浮上技術を用いた応用製品としては磁気浮上車両、磁気軸受、除振装置、磁気浮上天秤装置があるが、より広い用途や新たな製品へ適用するためには、吸引形磁気浮上技術の向上への要求は依然として存在する。

さて、吸引形磁気浮上技術への要求としてセルフセンシング吸引形磁気浮上がある⁽¹⁾⁽²⁾。セルフセンシング吸引形磁気浮上は、ギャップ検出用センサを用いない吸引形磁気浮上である。センサレス磁気浮上とも呼ばれる。フィードバック制御のために多くの吸引形磁気浮上で用いるギャップ検出用センサの代わりに、電磁石に加える電圧と電流から浮上対象のギャップの推定を行う。この推定値を用いて浮上させるための電磁力を演算する。セルフセンシング吸引形磁気浮上系はギャップ検出用センサを持たないため、位置検出用センサユニットやその取り付けが不要となる。単に装置や配線の数が少なくなるだけでなく、浮上対象の大きさを縮小できる。これはコストを抑えることに繋がる。また小型化や低コスト化に加えて、故障の原因が少なくなるため、信頼性の向上が見込める。さらにセンサとアクチュエータが同じ位置にあるため、浮上対象を観測する点と電磁力が作用する点が一致する。すなわち自動的にコロケーションが保たれる⁽¹⁾。この特性により浮上対象の振動制御設計が容易になる。吸引形磁気浮上系をセンサレス化することでこれらの付加価値をつけることが出来る。

1.2. セルフセンシング吸引形磁気浮上系のセンシング方法

ギャップのセンシング方法は大きく2つに分類される。1つは速度起電力に基づく方法である⁽³⁾。速度起電力は、浮上対象が外乱や指令により変位した際、その浮上対象の速度に比例した起電力である。浮上対象が変動すると、この起電力が発生するので、電磁石に加える電圧と流れる電流からギャップを推定することが出来る。この方法は、同一次元オブザーバを用いてギャップ推定を行う。しかし、位置の低周波成分および高周波成分を推定できないため、目標ギャップに定常偏差が生じる。またコイルの抵抗値などのパラメータ誤差に対してロバスト性が非常に低いことが報告されている⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾。文献(8)はこのコイル抵抗値の変動を逐次推定し補償を行っている。

もう1つのセンシング方法は、センシング用の電圧を制御電圧に重畳する方法 (Modulation

approach)である。この方法は速度起電力による方法とは異なって古くからあり、ギャップの推定に電磁石の自己インダクタンスの情報を用いる。電磁石の自己インダクタンスは浮上対象のギャップに応じて値が変動する。自己インダクタンスは電磁石に加えた励起電圧と流れる電流から測定することができるので、電圧と電流からギャップの推定が可能である。重畳するセンシング信号用の電圧は、制御との干渉を避けるため、制御帯域から十分に離れた高周波の帯域で印加される。高周波帯域ではコイルの抵抗値の影響は小さくなるので、速度起電力を用いる方法で問題となる抵抗値の変動や機械系のダイナミクスを無視することができる。この方法はセンシング用の電圧を印加する必要があるが、速度起電力に基づく方法に比べてセンシングに用いるモデルが簡単である。簡単なモデルは用いるパラメータ数が少ないため、不確かさの要因が減り、ロバストな推定ができる。この方法の安定性の解析として線形周期システムによる感度関数の解析⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾があり、電圧を重畳することで制御系のロバスト性の向上が可能なが示されている。電磁石に重畳する高周波電圧としては正弦波や方形波状の電圧⁽¹⁰⁾、や PWM アンプのキャリア周波数成分の電圧⁽¹⁾、およびヒステリシスアンプのスイッチング周波数成分の電圧⁽¹²⁾が用いられる。電圧と電流から自己インダクタンスを測定する方法は、センシング用の高周波電圧の種類に応じて異なる。正弦波⁽¹¹⁾や方形波状の電圧や PWM アンプのキャリアを用いる場合は振幅復調や位相復調⁽¹³⁾を行い、自己インダクタンスを測定する。ヒステリシスアンプを用いる場合は周波数復調を行い、自己インダクタンスを測定する。文献(14)では様々な復調方法によるセルフセンシング吸引形磁気軸受の安定性の比較が行われている。

1.3. センシング用の電圧を重畳するセルフセンシング吸引形磁気浮上系の課題

センシング用の電圧を重畳するセルフセンシング吸引形磁気浮上系の課題の一つに吸引形磁気浮上系の電磁石と鉄心に用いる磁性材料の磁気飽和がある。この現象により自己インダクタンスは、浮上対象のギャップだけでなく、電磁石に流れる電流に対しても変動する。これは磁気飽和が起これると、いわゆる磁気抵抗が変動するためである。この変動が推定値の誤差となる。特に浮上対象へ負荷が加わる時などの高い磁束密度の時にその影響が大きく現れる。磁気飽和の影響を考慮しないセルフセンシング吸引形磁気浮上系は、不安定化する可能性がある。例えば浮上対象に負荷外乱が加わる時、浮上対象を一定位置に保つためには電流の平均値を上げる必要がある。このとき磁気飽和が起これると、自己インダクタンスが低下するため、推定ギャップは増加する。制御器はこの推定ギャップに応じて制御電流を決定するので、指令電流は増加することになる。この結果、自己インダクタンスがさらに低下する。このような負の循環構造があるために対策が必要である。

磁気飽和の対策は文献(15)-(18)で提案されている。文献(15)-(16)は、非線形性の干渉を制御電流の多項式で近似して補償している。文献(17)は、透磁率の変動を磁束の多項式で近似して補償している。文献(18)では、磁気回路モデルを用いて推定している。しかしこれらの補償の対象は磁気軸受であり、本研究で対象とする吸引形磁気浮上系とくらべて補償すべきギャップ範囲は一般的に非常に狭い。そのため、広いギャップ範囲で適用した際の信頼性が不確かである。

1.4. 本研究の目的

本研究は、セルフセンシング吸引形磁気浮上制御系を対象とする。センシング用の高周波電圧として PWM アンプのキャリアを用いる。自己インダクタンスの測定は振幅復調を用いる。自己インダクタンスからギャップを推定する時、磁気飽和の補償を行う。この補償方法を適用した制御系を実験機に適用し、その有効性を確かめることを目的とする。まず実験的に求めた測定結果より自己インダクタンスと電流の平均値を用いてギャップが一意に求まらないことを示す。この問題に対して2つの方法を提案する。1つは、自己インダクタンスと電流の平均値からギャップが一意に求まる範囲に限定してギャップ推定する方法である。この方法は、範囲内で自己インダクタンスと電流の平均値からギャップを出力するモデルを求め、このモデルで推定し、制御する方法である。もう1つは、運動モデルを用いる方法である⁽¹⁹⁾⁽²⁰⁾。運動モデルを仮定することにより、範囲の限定なしにギャップを推定する。運動モデルを考慮した推定を行うためにアンセンテッドカルマンフィルタ⁽²¹⁾を用いる。2つの方法を実験機に実装し、制御系の性能評価を行う。

1.5. 本論文の構成

前節で述べたように、本論文では PWM アンプを用いるセルフセンシング吸引形磁気浮上系を対象に、磁気飽和の補償方法を提案する。本論文は全7章より構成される。第1章は序論であり、本文は第2章から始まる。

第2章は、吸引形磁気浮上系およびセルフセンシングの概要と原理について述べる。ここで、本論文で扱う吸引形磁気浮上系の構成およびモデルを示した後、PWM アンプのキャリアを利用したセルフセンシング吸引形磁気浮上系の構成と比較する。またPWM アンプにより電磁石に加えられる電圧や変位センサの代わりになる変位推定の原理を示す。第3章では本論文で用いる実験機について示す。第4章では、磁気飽和の影響により自己インダクタンスが減少する特性について3次元有限要素法を用いた磁界解析を行った結果を示す。その結果からギャップが自己インダクタンスと電流の平均値を用いて一意に求まらないことを示す。磁界解析結果より自己インダクタンスの電流に対する特性を明らかにする。第5章および第6章ではそれぞれ異なる磁気飽和に対する補償方法を提案する。第5章は、磁気飽和に対して検出範囲を限定したギャップセンシング法を提案する。この章では、まず自己インダクタンスの測定方法を示す。この測定は離散フーリエ変換を用いる。そしてその測定方法により実験的に得られた自己インダクタンスとギャップとPWM アンプの1キャリア周期における電流の平均値の関係を示す。次に補償範囲を限定した補償方法を提案する。そして実験機を用いて提案するセルフセンシング浮上の有効性を確かめる。実験では変位推定実験およびセルフセンシング浮上実験を行う。浮上実験より感度関数を測定し、安定余裕が確保されていることを示す。第6章では、磁気飽和に対して運動モデルを用いてギャップを推定する方法を提案する。運動モデルを仮定することにより、前時刻の浮上対象の位置情報から次の時刻への位置情報を基にギャップ推定する。この運動モデルをセルフセンシングの手順に組み込むためにアンセンテッドカルマンフィルタ(UKF)⁽²¹⁾を用いる。運動モデルと脈動電流の時間微分値、および

電流の平均値の関係より構築した観測モデルより UKF を構成し、ギャップを推定する。実験機を用いてこの提案方法の実装を行い、評価を行う。そして、その実験結果より、提案方法が磁気飽和の存否にかかわらず広い範囲でギャップをセンシングすることが可能であることを示す。最後に第 7 章で結論を述べる。

2. 原理

2.1. 吸引形磁気浮上系の原理

2.1.1. 吸引形磁気浮上系の構成

吸引形磁気浮上系は浮上対象を電磁石による吸引力によって浮上させるシステムである。Fig. 2.1に示す浮上対象と1つの電磁石からなる1自由度の懸垂式吸引形磁気浮上系を考える。このシステムは浮上対象に働く吸引力と重力が釣り合うことで浮上位置を保持する。このとき浮上対象に働く吸引力 f_m は、浮上対象と電磁石のギャップ x 、電磁石に流れる電流 i と用いて次式で表せる。

$$f_m = k_f \left(\frac{i}{x + X_0} \right)^2 \quad (2.1)$$

ただし k_f 、 X_0 は電磁石の特性によって決まる定数である。電流を定数とした時の、吸引力とギャップの関係をFig. 2.2で示す。Fig. 2.2で示すように吸引力はギャップの2乗に反比例して小さくなる。浮上対象の位置が離れた時、吸引力が弱くなるので負のばね特性を持つ。この負のばねのため、システムは不安定であり、浮上させるためには、ギャップに応じて電流を変化させ、正の剛性と減衰を与えるフィードバック制御が必要となる。多くの場合、このフィードバック制御は、ギャップを検出するための位置検出センサ、ギャップに応じて浮上に必要な電流(または電圧)を演算する演算制御回路、制御信号を増幅し電磁石を駆動するアンプで構成される。Fig. 2.3に制御システムを示す。位置検出に用いられるセンサは、渦電流型、容量型、光学式がある。演算制御回路は、OPアンプからなるアナログ演算回路とDSPやFPGAなどのデジタル演算回路がある。アンプは大別してリニアアンプとPWMアンプが用いられる。

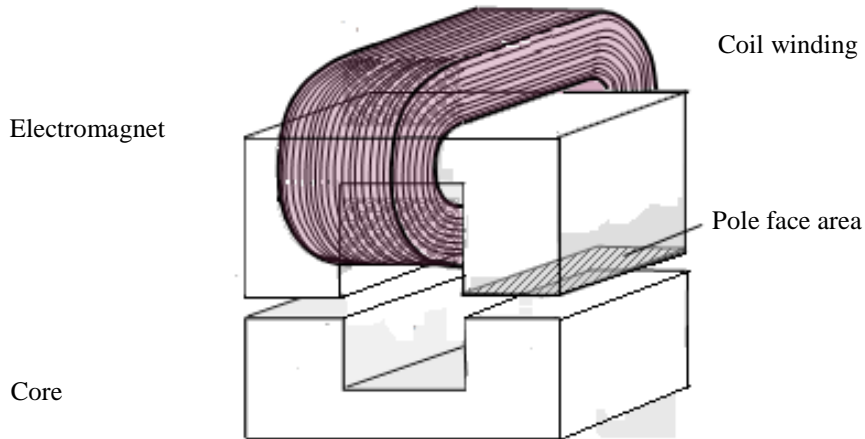


Fig. 2.1 Electromagnetic levitation system

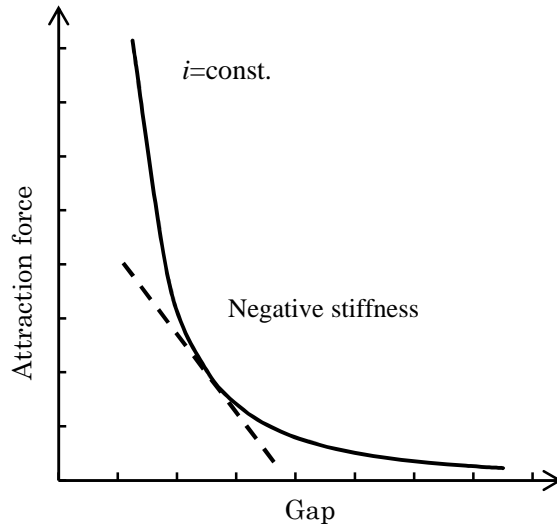


Fig. 2.2 Coil current and gap to force relation

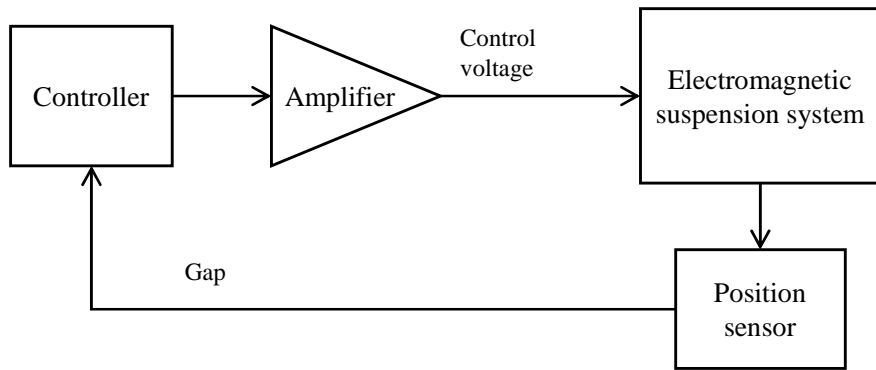


Fig. 2.3 Basic electromagnetic suspension system

2.1.2. 吸引形磁気浮上系のモデル化

Fig. 2.1の電磁石に電流が流れると、その電流によって磁束がつくられる。この磁束を Fig. 2.4 に示す。Fig. 2.4 に示すようにつくられる磁束は、すべての磁束が浮上対象の鉄心までいかずに途中で漏れる磁束が存在する。コイル電流によってつくられる磁束 ϕ は、ギャップを通過して浮上対象に吸引力として働く磁束を主磁束 ϕ_{main} と漏れる磁束を漏れ磁束 ϕ_l の和として次式で表せる。

$$\phi = \phi_{\text{main}} + \phi_l \quad (2.2)$$

主磁束 ϕ_{main} が流れる部分の磁気抵抗 R_m は、ギャップ x においてフリンジングなく鉄心と同じ断面積を保って一様に流れるとすると、Fig. 2.5 で示すようにギャップ x の磁気抵抗 R_g と鉄心の磁気抵抗 R_r の和として次式で表せる。

$$R_m = R_g + R_r$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{2x}{\mu_0 S} + \frac{l_r}{\mu_0 \mu_r S} \\
&= \frac{2}{\mu_0 S} \left(x + \frac{l_r}{2\mu_r} \right)
\end{aligned} \tag{2.3}$$

ただし μ_0 :空気の透磁率, S :磁束の断面積, N :コイルの巻数, μ_r :鉄心の比透磁率, l_r :鉄心部分を通る磁束の平均長さである。

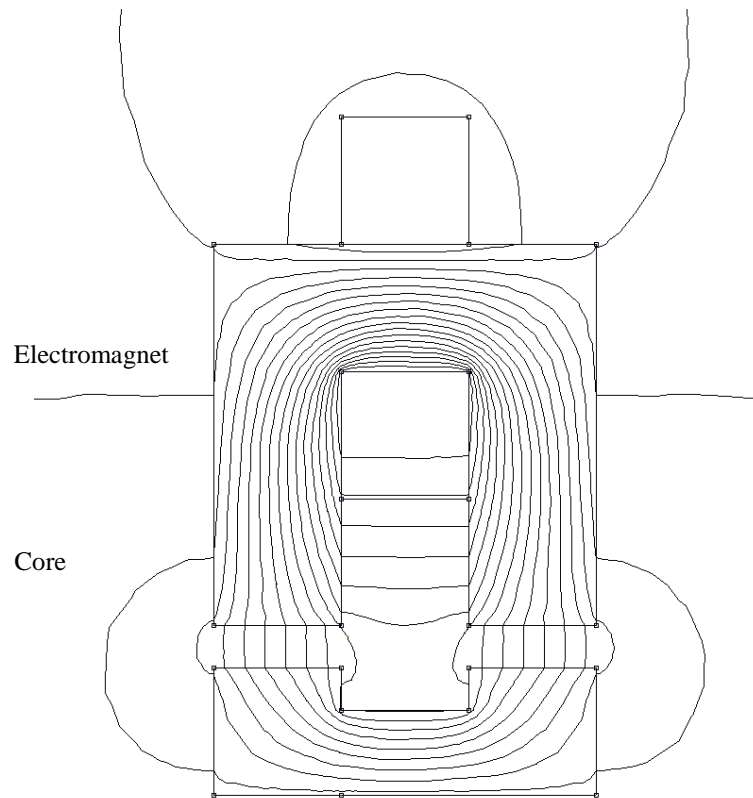


Fig. 2.4 Flux path

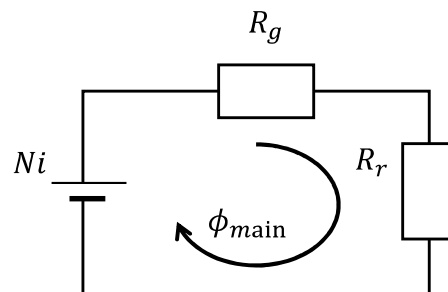


Fig. 2.5 Magnetic circuit

このとき電気回路への磁束鎖交数 ψ は、電流 i に比例すると仮定すると次式で表せる。

$$\psi = N\phi \quad (2.4)$$

$$= N(\phi_{\text{main}} + \phi_l)$$

$$= N\left(\frac{Ni}{R_m} + \phi_l\right) \quad (2.5)$$

ここでインダクタンスを

$$\begin{aligned} L_{\text{main}} &\triangleq \frac{N^2}{R_m} \\ &= \frac{\mu_0 S N^2}{2\left(x + \frac{l_r}{2\mu_r}\right)} \end{aligned} \quad (2.6)$$

漏れインダクタンスを

$$L_l \triangleq \frac{N\phi_l}{i} \quad (2.7)$$

とおけば、磁束鎖交数は

$$\psi = Li \quad (2.8)$$

より、電気回路から見た自己インダクタンスを

$$L = L_{\text{main}} + L_l \quad (2.9)$$

とおける。電磁石の吸引力は次式となる。

$$f_m = \frac{i^2}{2} \frac{d}{dx} L = -\frac{\mu_0 S N^2}{4} \left(\frac{i}{x + \frac{l_r}{2\mu_r}} \right)^2 \quad (2.10)$$

この係数を

$$k_f = \frac{\mu_0 S N^2}{4}, \quad X_0 = \frac{l_r}{2\mu_r} \quad (2.11)$$

とおけば式(2.1)と一致する。ここで浮上対象の質量を M とすると、電磁力の式を用いると力学系の支配方程式は次式で表せる。

$$M \frac{d^2}{dt^2} x = -k_f \left(\frac{i}{x + X_0} \right)^2 + Mg \quad (2.12)$$

また電気系の回路方程式はファラデーの法則から次式で表せる。

$$\begin{aligned} v &= Ri + \frac{d}{dt} \psi \\ &= Ri + N \frac{d}{dt} \phi \\ &= Ri + \frac{d}{dt} Li \end{aligned} \quad (2.13)$$

式(2.13)の右辺第2項は誘導起電力である。式(2.6)を用いて展開すると次式となる。

$$v = Ri + L \frac{d}{dt} i - k_f \left(\frac{1}{x + X_0} \right)^2 \frac{dx}{dt} i \quad (2.14)$$

式(2.14)の右辺第2項は、コイルに時間的に変化する磁束が鎖交した場合に発生する変圧器起電力であり、磁束密度の時間的変化があるときに発生する。右辺第3項は、浮上対象の速度に比例して発生する速度起電力であり、浮上対象が大きいかつ速く動くとき影響が大きくなる。

次に目標ギャップを x_0 、その時の電流および電圧を i_0 、 v_0 とすると、それらの関係は式(2.12)と(2.14)より次式で表せる。

$$i_0 = \left(x_0 + \frac{l_r}{2\mu_r} \right) \sqrt{\frac{Mg}{k_f}}, \quad v_0 = Ri_0 \quad (2.15)$$

ここで、平衡点からの微小な変動量を

$$\Delta x = x - x_0, \quad \Delta i = i - i_0, \quad \Delta v = v - v_0 \quad (2.16)$$

とおく。この変動量より式(2.12)および式(2.14)の摂動分の方程式は次式で表せる。

$$M \frac{d^2}{dt^2} \Delta x = k_x \Delta x + k_i \Delta i \quad (2.17)$$

$$\Delta v = R \Delta i + L \frac{d}{dt} \Delta i + k_i \frac{d}{dt} \Delta x \quad (2.18)$$

ただし

$$k_x = 2k_f \frac{i_0^2}{(\Delta x + X_0)^3}, \quad k_i = -2k_f \left(\frac{1}{x + X_0} \right)^2 i_0 \quad (2.19)$$

である。

2.2. PWM アンプのキャリアを利用したセルフセンシング吸引形磁気浮上系

2.2.1. セルフセンシング吸引形磁気浮上系の構成

Fig. 2.6 に PWM アンプのキャリアを用いたセルフセンシング吸引形磁気浮上系を示す。Fig. 2.6 よりシステムは、吸引形磁気浮上系、PWM アンプ、ギャップ推定器、制御器で構成される。電磁石は PWM アンプによりバイポーラススイッチングされる。PWM アンプのキャリア周波数は、力学的なモードに比べて十分に高い値が設定される。ギャップ推定器は、PWM アンプのキャリア周波数成分の電圧と電流を用いて、ギャップの推定を行う。制御器は、PWM アンプによる印加電圧の平均値をギャップの推定値に応じて制御する。つまり、1つの電磁石で推定と制御を行う。次節では PWM アンプによる電磁石への印加電圧を、第2章2節3項ではギャップとキャリア周波数成分の電圧と電流の関係を示す。

2.2.2. PWM アンプによる電磁石への印加電圧

PWM アンプのキャリア周期 T_{pwm} は制御周期に比べて非常に短いとする。 k 番目の周期のデューティ比 α_k , $0 < \alpha_k \leq 1$ とする。このときPWMアンプにより電磁石に加わる電圧は次式で表せる。

$$v(t) = \begin{cases} V_s, & kT_{pwm} < t \leq (k + \alpha_k)T_{pwm} \\ -V_s, & (k + \alpha_k)T_{pwm} < t \leq (k + 1)T_{pwm} \end{cases} \quad (2.20)$$

ただし、 V_s は電源電圧である。このとき電圧と励起された電流の波形は Fig. 2.7 のようになる。式(2.20)をフーリエ級数展開すると、次式となる⁽²²⁾。

$$v(t) = V_s(2\alpha_k - 1) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} |\sin(n\pi\alpha_k)| \cos(n\omega_{pwm}t + \varphi_n) \quad (2.21)$$

$$\varphi_n = n\pi\alpha_k \quad (2.22)$$

ただし、

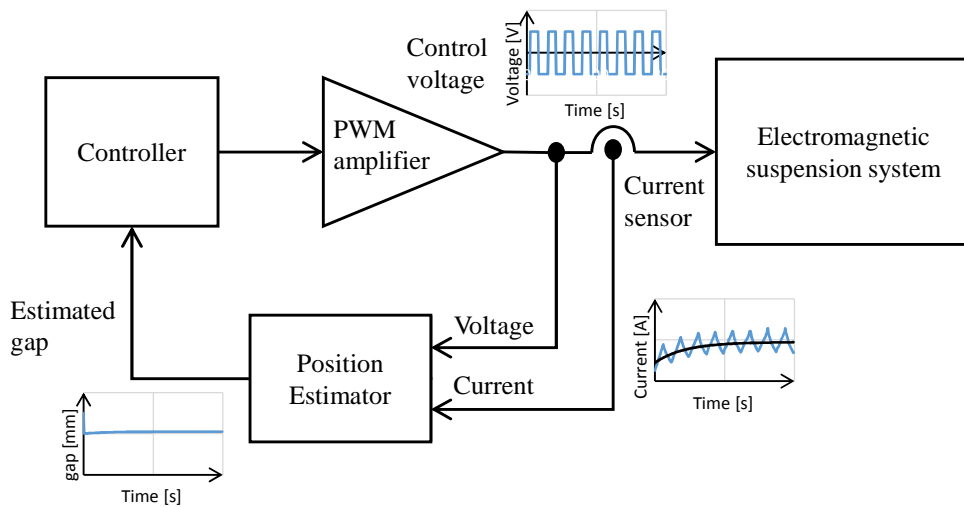


Fig. 2.6 Self sensing control system based on amplitude modulation

$$\omega_{pwm} = \frac{2\pi}{T_{pwm}} \quad (2.23)$$

である。平均値およびキャリア周波数成分 ($n = 1$) に着目すると、電圧 V_{avg} , $V_{carrier}$ は次式で表せる。

$$V_{avg} = V_s(2\alpha_k - 1) \quad (2.24)$$

$$V_{carrier} = V_m \cos(\omega_{pwm}t + \pi\alpha_k) \quad (2.25)$$

ただし、キャリア周波数の電圧の振幅は

$$V_m = \frac{4V_s}{\pi} \sin(\pi\alpha_k) \quad (2.26)$$

である。

式(2.24)および式(2.26)よりデューティ比に対する平均電圧とキャリア周波数成分の電圧の振幅の関係を Fig. 2.8 に示す。Fig. 2.8(a) より平均値 V_{avg} は電源電圧 V_s まで制御できる。またデューティ比 α_k が 0 または 1 のとき Fig. 2.8(b) よりキャリア成分の振幅 V_m が 0 になることがわかる。しかし、キャリア成分で変圧器起電力を測定するためにはキャリア成分の振幅 V_m を 0 以上にする必要がある。したがってギャップ推定を行うためにはデューティ比の制限が必要となる。

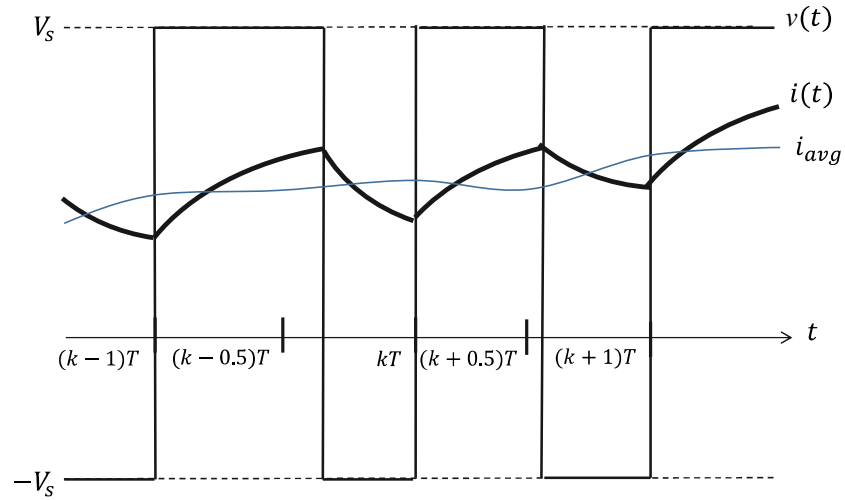
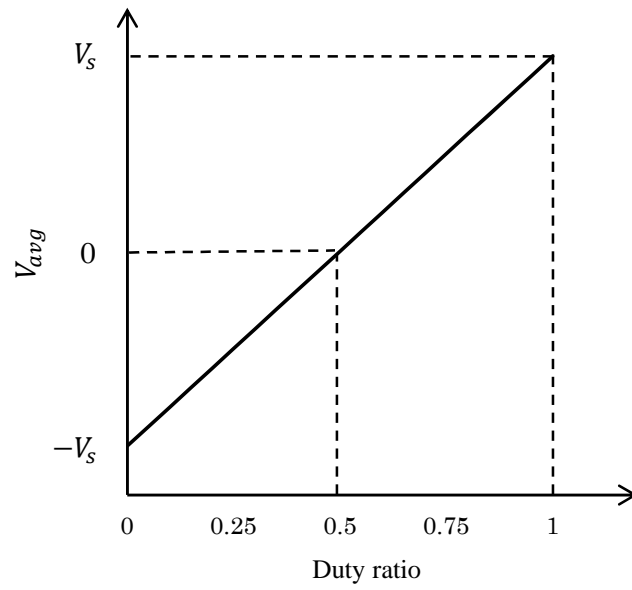
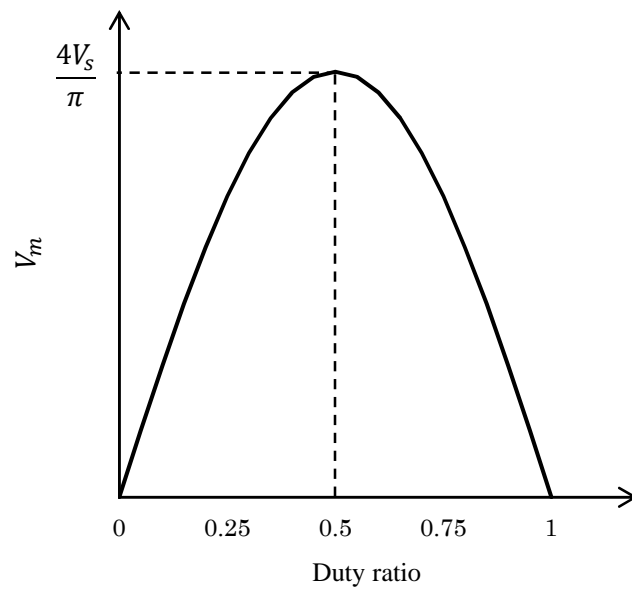


Fig. 2.7 Coil current and input voltage



(a) Average voltage



(b) Amplitude at PWM carrier frequency

Fig. 2.8 Variation due to changing duty cycle

2.2.3. PWM アンプのキャリアを用いたセルフセンシングの原理

キャリア周波数成分の電流と電圧の関係を考える。このときキャリア周期に比べて力学的なモードの時定数は十分に大きいので、ギャップは一定とみなすことができ⁷⁾、また抵抗による電圧降下成分に比べて自己インダクタンスによる電圧降下成分がはるかに優勢であるとすれば、式(2.14)は次式で近似できる。

$$L \frac{d}{dt} i \cong v \quad (2.27)$$

この式(2.27)に式(2.25)を代入すると

$$L \frac{d}{dt} i = V_m \cos(\omega_{pwm} t + \pi \alpha_k) \quad (2.28)$$

両辺を時間で積分すると流れる電流は次式となる。

$$i = I_m \sin(\omega_{pwm} t + \pi \alpha_k) \quad (2.29)$$

ただし、電流の振幅

$$I_m = \frac{V_m}{\omega_{pwm} L} \quad (2.30)$$

である。式(2.30)からキャリア周波数成分の電圧と電流の振幅から自己インダクタンスが計測できることがわかる。式(2.9), (2.10), (2.12), (2.23)を式(2.30)に代入してギャップについて整理すれば、次式で表せる。

$$x = \frac{2k_f}{\frac{4V_s}{\pi \omega_{pwm} I_m} \sin(\pi \alpha_k) - L_l} - \frac{l_r}{2\mu_r} \quad (2.31)$$

ギャップが電流の振幅 I_m 、デューティ比 α_k の関数であることがわかる。Fig. 2.9 にデューティ比 0.5 としたときのギャップと電流の振幅の関係を示す。Fig. 2.9 よりギャップが大きくなると、ギャップの変化に対する電流の振幅の変化が低くなることがわかる。したがってギャップ検出の感度を高くするためには、電源電圧を大きくするかスイッチング周波数を下げる必要がある。スイッチング周波数を下げると、推定ギャップの帯域幅の低下と制御系への干渉が起こる。これより電源電圧を固定して考えると、感度と帯域幅はトレードオフの関係で表せる。

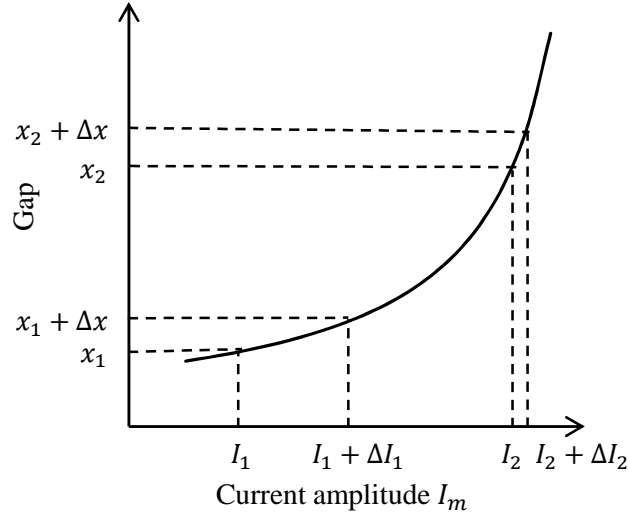


Fig. 2.9 Characteristics of current amplitude with respect to gap

3. 実験装置

Fig. 3.1 に本研究で用いる実験システムを示す。Fig. 3.1 に示すように吸引形磁気浮上系のギャップおよび電流は、変位センサおよび電流センサにより測定される。変位センサはバンド幅 1kHz のレーザ式変位センサであり、評価用である。各センサの測定値は、30kHz のカットオフ周波数をもつアンチエイリアシングフィルタを介した後、12bit の AD 変換器によりコントローラ (DSPTMS320F28069) に取り込まれる。コントローラにより演算された制御電圧は、PWM 信号として H ブリッジ PWM アンプに送られる。PWM アンプは、PWM 信号に基づき電磁石を駆動する。本研究の制御対象である吸引形磁気浮上系の寸法を Fig. 3.2 に、外観を Fig. 3.3 に示す。Table 3.1 にパラメータを示す。

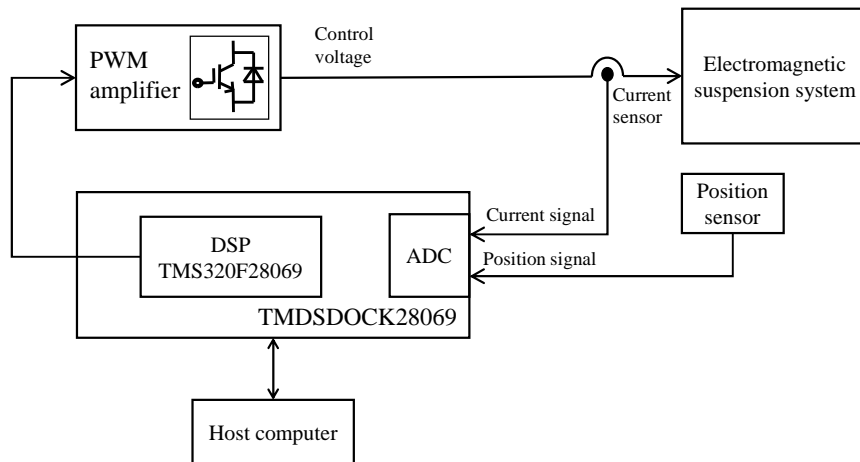


Fig. 3.1 Experiment system

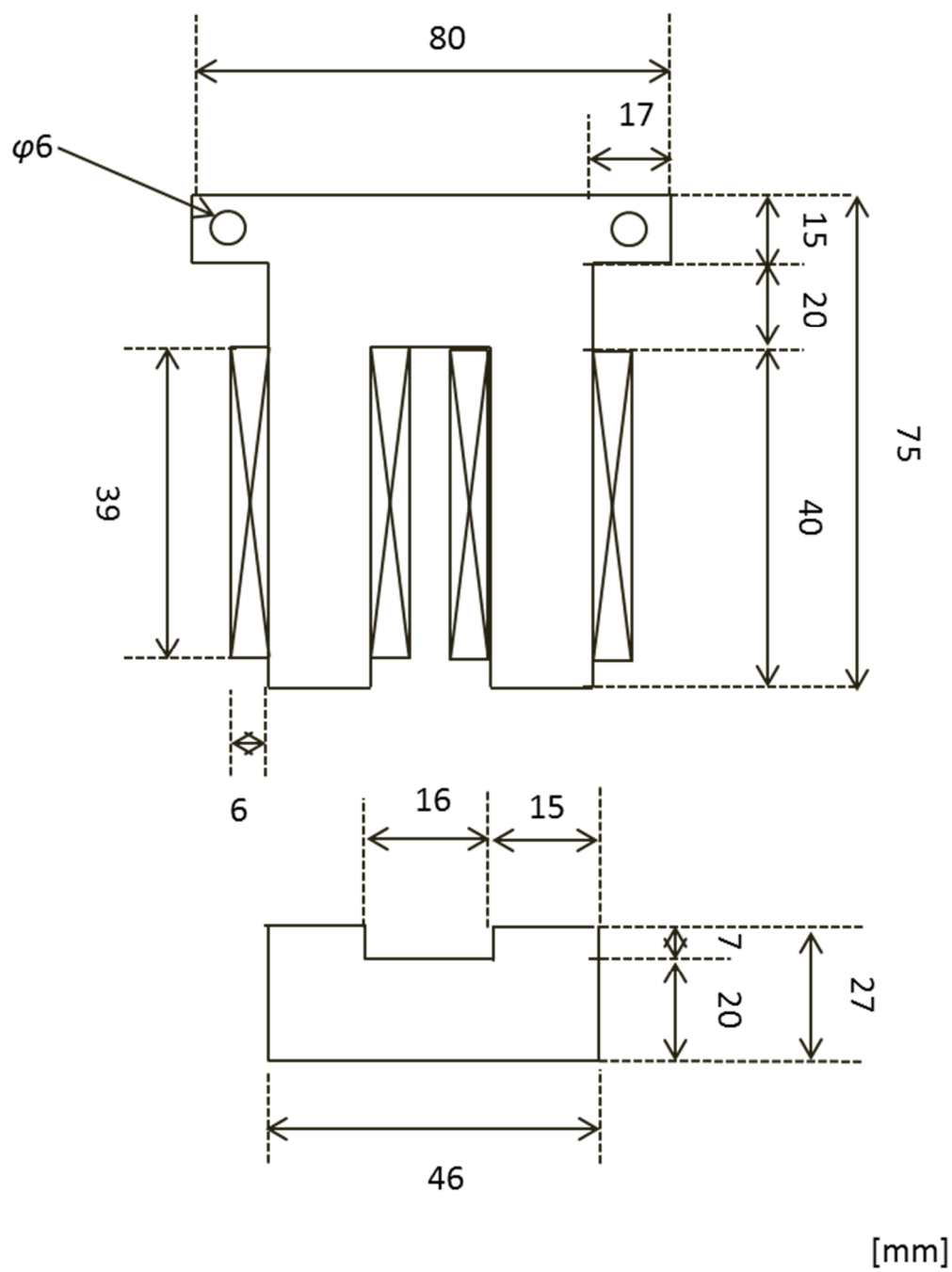


Fig. 3.2 Dimensions of test

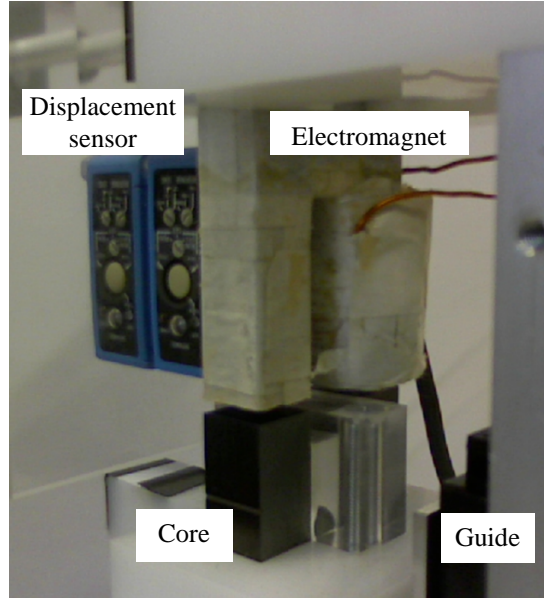


Fig. 3.3 Test bench

Table 3.1. Test bench parameters

| | | |
|-------------------------------|-----------|------------------------------------|
| Magnetic permeability of air | μ_0 | $4\pi \times 10^{-7} [\text{H/m}]$ |
| Gravity acceleration | g | $9.80665 [\text{m/s}^2]$ |
| Coil turns | N | 60 |
| Coil resistance | R | $0.3 [\Omega]$ |
| Nominal self-inductance | L_0 | 6[mH] |
| Pole face area | S | $2.25 \times 10^{-4} [\text{m}^2]$ |
| Nominal relative permeability | μ_r | 5000 |
| Average length of flux path | l_r | 0.27[m] |
| Suspended mass | M | 0.6[kg] |
| Nominal air gap length | x_0 | $0.3 \times 10^{-3} [\text{m}]$ |
| Nominal current | i_0 | 1.3812[A] |
| Maximum current | | 6[A] |
| PWM amplifier supply voltage | V_s | 24[V] |
| PWM switching frequency | f_{pwm} | 2~20[kHz] |
| ADC resolution | | 12[bit] |
| ADC sampling frequency | | 50[kHz] |

4. 磁気飽和の影響

吸引形磁気浮上系の電磁石および浮上対象は鉄心となる磁性材料が用いられており、この磁性材料は様々な非線形性がある。磁性材料の非線形性として磁気飽和がある。磁気飽和は鉄心の磁束密度が高くなると、比透磁率が低くなる現象である。この現象により自己インダクタンスがギャップだけでなく、鉄心の磁束密度に対しても変動する。比透磁率の変動による誤差が推定値に混入することになるため、ギャップのセンシングに影響する。これはシステムの不安定化につながる。したがって磁束密度が高くなる場合、ギャップ推定に比透磁率の影響を考慮する必要がある。本章は、この磁気飽和の現象を調べるために 3 次元有限要素法を用いた磁界解析結果を示す。

磁気飽和が起こると、鉄心の比透磁率が低くなり、電磁石の自己インダクタンスが減少する特性のことを直流重畳特性と呼ぶ。電磁石の直流重畳特性について調べるため、3 次元有限要素を用いた磁界解析を用いた。Fig. 4.1 に電磁石の 3 次元メッシュモデルを示す。このメッシュモデルの要素数は 15244 個、接点数は 2792 個である。パラメータは Fig. 3.2, Table 3.1 のパラメータを用いた。鉄心材料は無方向性電磁鋼板 35A360 を用いた。ギャップは 0.3mm とした。またステップ数は 20 とした。

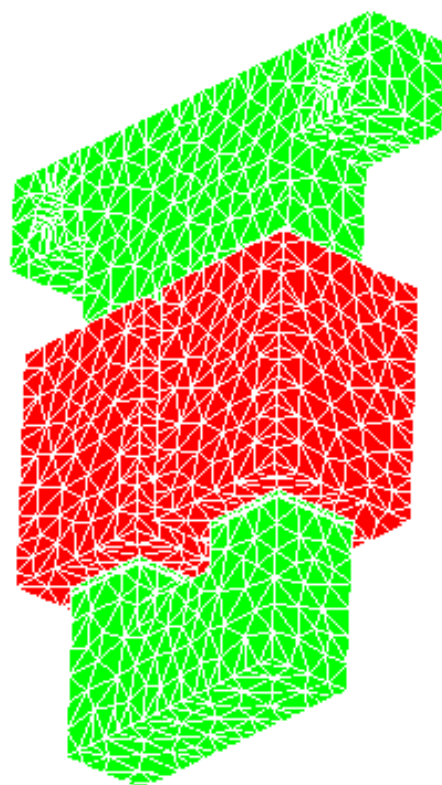


Fig. 4.1 3-D FEM meshes model

このモデルを用いてコイルに流れる電流をシミュレートした。電磁石に加える電圧は PWM アンプによる励磁電圧を模擬するため、平均値と正弦波からなる電圧とした。正弦波の振幅は 30.6V、周波数は PWM アンプのキャリア周波数である 4kHz とした。Fig. 4.2 に電流の平均値を変えた時のキャリア周波数成分の電流の時間応答を示す。Fig. 4.2 より平均値に応じてキャリア周波数成分の電流の振幅が変化しており、電流の平均値が 4A を超えると大きくなるのがわかる。これより鉄心の磁気飽和が確認できる。

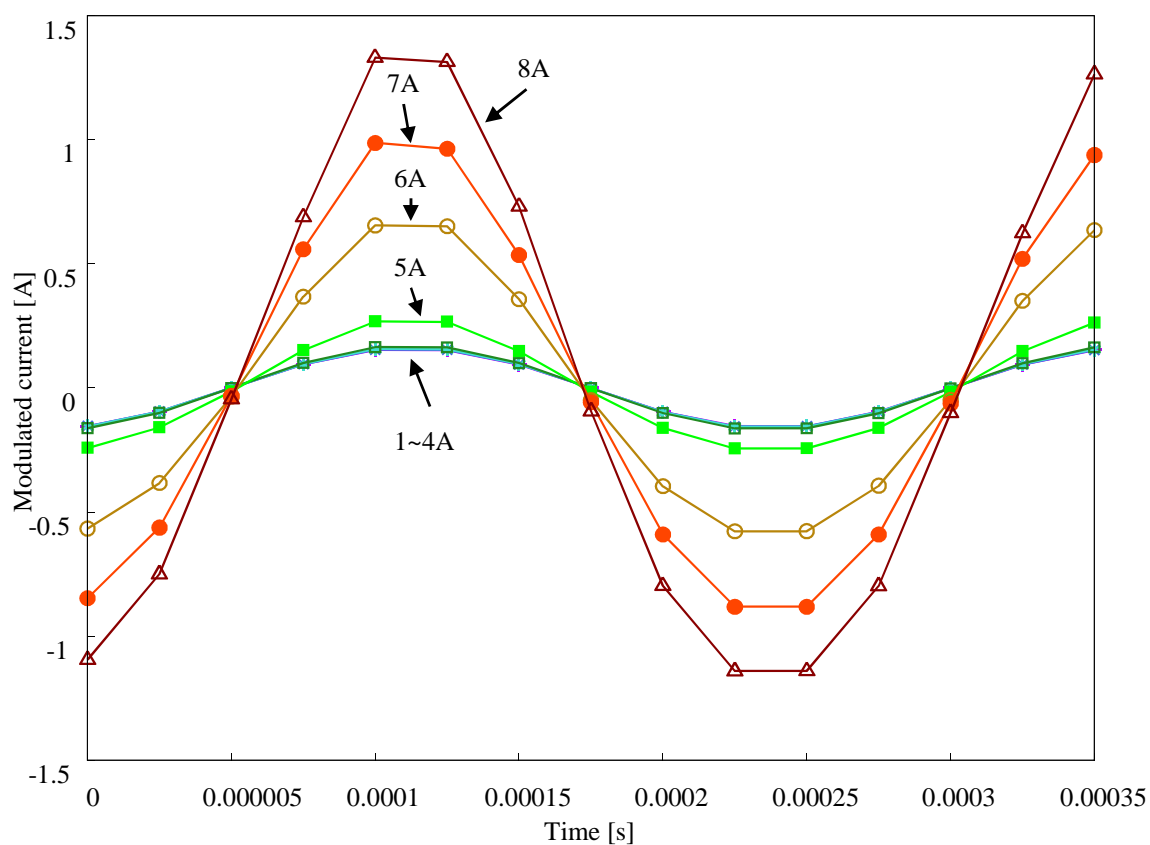


Fig. 4.2 Current ripple

次にこの結果を用いて、式(2.30)より電磁石の自己インダクタンスを計算した。ギャップを 0.1mm, 0.5mm とした場合についても同様にシミュレーションを行い、自己インダクタンスを計算した。Fig. 4.3 に電流の平均値と自己インダクタンスの関係を示す。Fig. 4.3 より、流れる電流の平均値が1A の時ギャップ 0.1mm における自己インダクタンスよりギャップ 0.5mm における自己インダクタンスが低い、電流の平均値が 6A の時ギャップ 0.1mm における自己インダクタンスよりギャップ 0.5mm における自己インダクタンスが高いことが確認できる。これはギャップに応じて自己インダクタンスが急激に低下する電流の平均値が異なるためである。この特性のため、電流の平均値 5A, ギャップ 0.3mm における自己インダクタンスと電流の平均値 5A, ギャップ 0.5mm における自己インダクタンスの値はほぼ一致する。この結果から、自己インダクタンスと電流の平均値からギャップが一意に求められないことがわかる。この問題は、ギャップを求めるために必要な情報が不足している不良設定問題とみることができる。この問題に対する提案法を第5章、第6章で述べる。

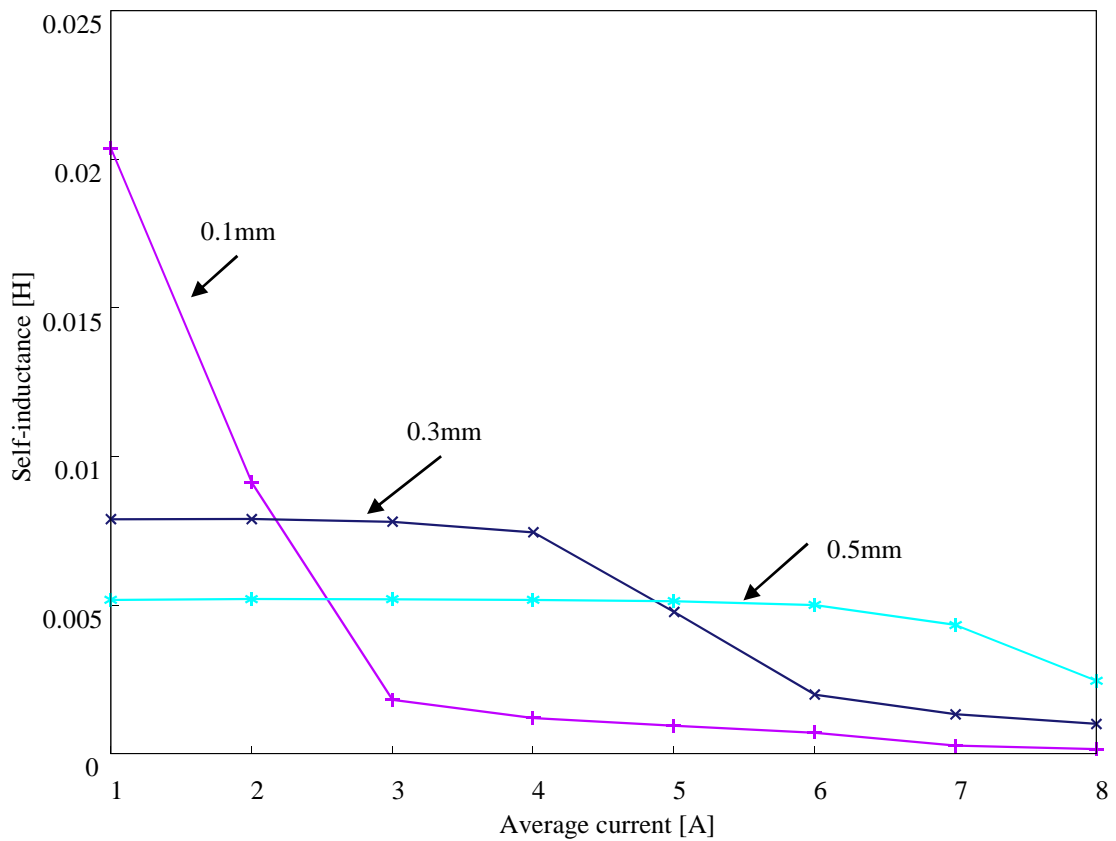


Fig. 4.3 DC superposition characteristic

5. 検出範囲を限定した磁気飽和に対するセルフセンシング制御法

5.1. 検出範囲を限定した磁気飽和に対するセンシング制御法の概要

Fig. 5.1 に検出範囲を限定した磁気飽和に対するセルフセンシング制御法のブロック線図を示す。Fig. 5.1 に示すように、初めに電流からローパスパスフィルタ(LPF)を用いて PWM アンプによる高周波成分を除去し、電流の平均値を求める。求めた電流の平均値を電流から引くことで電流のキャリア周波数成分を取り出す。次にその成分に対して離散フーリエ変換を行い、キャリア周波数成分の電流の振幅を復調する。その電流の振幅とデューティ比から式(2.31)を用いて自己インダクタンスを計測する。そして磁気飽和補償を用いて自己インダクタンスと求めている電流の平均値からギャップを推定する。しかし自己インダクタンスと電流の平均値からギャップは一意に求められないので、ギャップ範囲を限定し、推定を行う。推定したギャップから制御器により制御電圧をもとめる。離散フーリエ変換は Goertzel アルゴリズムを用いる。Goertzel アルゴリズムについては次節で述べる。

5.2. Goertzel アルゴリズムによる離散フーリエ変換

Goertzel アルゴリズムは、幾つかの周波数成分のみ計算する場合、高速フーリエ変換(FFT)よりも高速に離散フーリエ変換が行うことが出来るアルゴリズムである。本研究では Goertzel アルゴリズムを用いた。以下に Goertzel アルゴリズムについて示す。

サンプリング周期 f_s で N_s 個のデータ $x(k)$, $k = 1, \dots, N_s$ が得られているとする。この信号を用いて変換を行う周波数を f_{target} とする。

Step 0: パラメータ κ , ω を決定する。また初期値を $Q(1) = 0, Q(0) = 0, Q(-1) = 0$ とする。

$$\kappa = N_s \frac{f_{target}}{f_s}, \quad \omega = 2\pi \frac{\kappa}{N_s} \quad (5.1)$$

Step 1: 次の式を用いて $Q(N_s), Q(N_s - 1), Q(N_s - 2) = 0$ を求める。

$$Q(k) = 2 \cos(\omega) Q(k - 1) - Q(k - 2) + x(k), \quad k = 1, \dots, N_s \quad (5.2)$$

Step 2: 次の式を用いて $x(k)$ の周波数における離散フーリエ変換の実部 α と虚部 β は次式で与えられる。

$$\alpha = Q(N_s - 1) - \cos(\omega) Q(N_s - 2) \quad (5.3)$$

$$\beta = \sin(\omega) Q(N_s - 2) \quad (5.4)$$

また

$$\sqrt{\alpha^2 + \beta^2} = Q^2(N_s - 1) + Q^2(N_s - 2) - 2 \cos(\omega) Q(N_s - 1) Q(N_s - 2) \quad (5.5)$$

となる。

以上の Goertzel アルゴリズムより式(2.30)から振幅を求めることが出来る。Goertzel アルゴリズムの周波数分解能は f_s/N_s である。

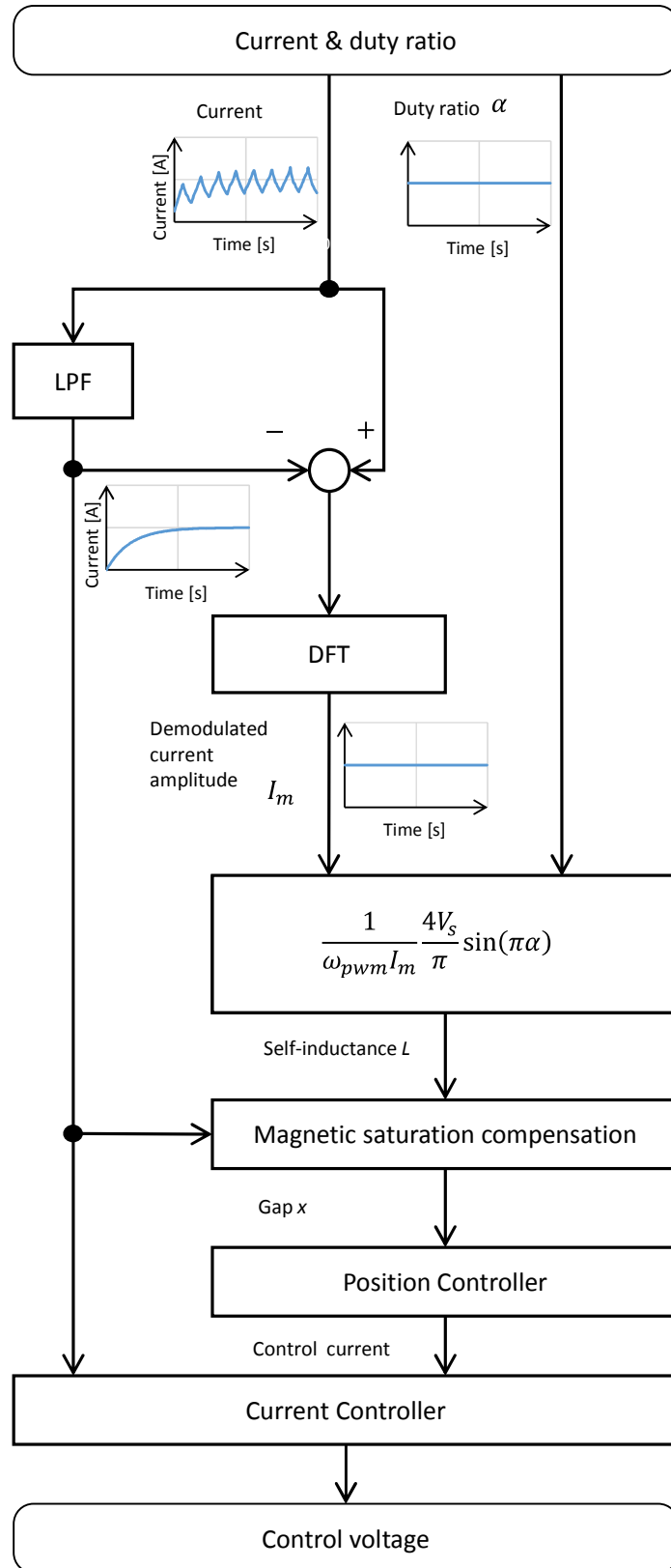


Fig. 5.1 Proposed self-sensing control scheme

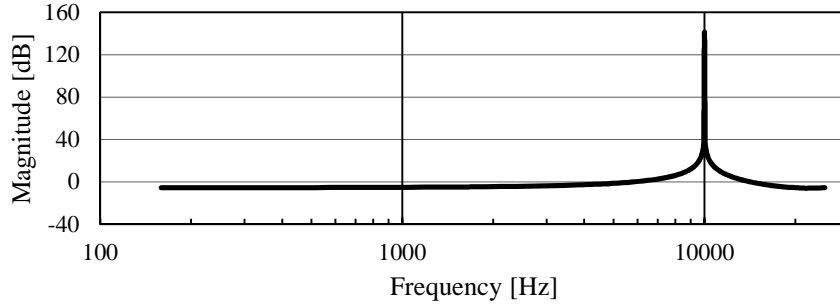
式(2.20)より PWM は多数の高調波を持つ。電流のキャリア成分の振幅を正確に取り出すためには、少なくともキャリア周波数成分と第2次高調波成分の差より小さい分解能をもつ必要がある。例えば f_{\min} [kHz]以下の分解能を持たせるためには次式を満たす必要がある。

$$f_s/N_s \leq f_{\min}[\text{kHz}] \quad (5.6)$$

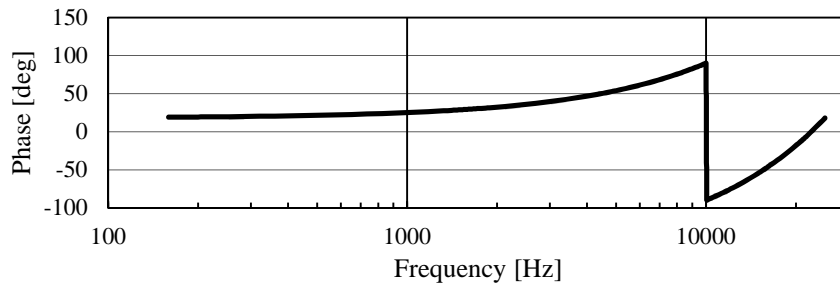
これより、分解能を上げるためにはサンプリング周波数を低くするか、データ数 N_s を大きくすればいいことがわかる。Table 5.1 に本研究で用いる AD 変換器および Goertzel アルゴリズムのパラメータを示す。サンプリング周波数を $f_s = 50[\text{kHz}]$ 、変換する周波数を $f_{\text{target}} = 10[\text{kHz}]$ 、データ個数を $N_s = 50$ としたときの式(5.2)の差分方程式のボード線図を Fig. 5.2 に示す。Fig. 5.2 より 10[kHz]でピークを持つ。これより希望する周波数成分は式(5.2)のシステムを通すことで増幅され、それ以外の成分は減衰するバンドパスフィルタの特性を持つことがわかる。

Table 5.1. Goertzel algorithm parameters

| | |
|----------|--------|
| κ | 10 |
| ω | 1.2566 |



(a) Magnitude



(b) Phase

Fig. 5.2 Bode plot of Goertzel algorithm

5.3. 磁気飽和によるギャップセンシング特性の影響

実験装置の磁気飽和による比透磁率の変動を考慮したギャップ推定の特性を明らかにするため、自己インダクタンスとギャップそして電流の平均値の関係の測定を行った。実験では第 3 章で示した装置を用いた。PWM のキャリア周波数を 4[kHz]とした。0.19[mm]から 0.35[mm]までの各ギャップに対して電流を 0~5[A]まで変化させた時の電流のキャリア周波数成分と自己インダクタンスを調べた。自己インダクタンスは前節で示した Goertzel アルゴリズムで復調したキャリア周波数成分の振幅とデューティ比を用いて計算した。Fig. 5.3~5.7 に電流の平均値に対するリップル成分の変化を示す。Fig. 5.8 に電流の平均値に対する自己インダクタンスの関係を各ギャップで比較した図を示す。Fig. 5.8 より第 4 章で示した有限要素法による解析結果の特性と実験機で求めた特性が一致していることがわかる。

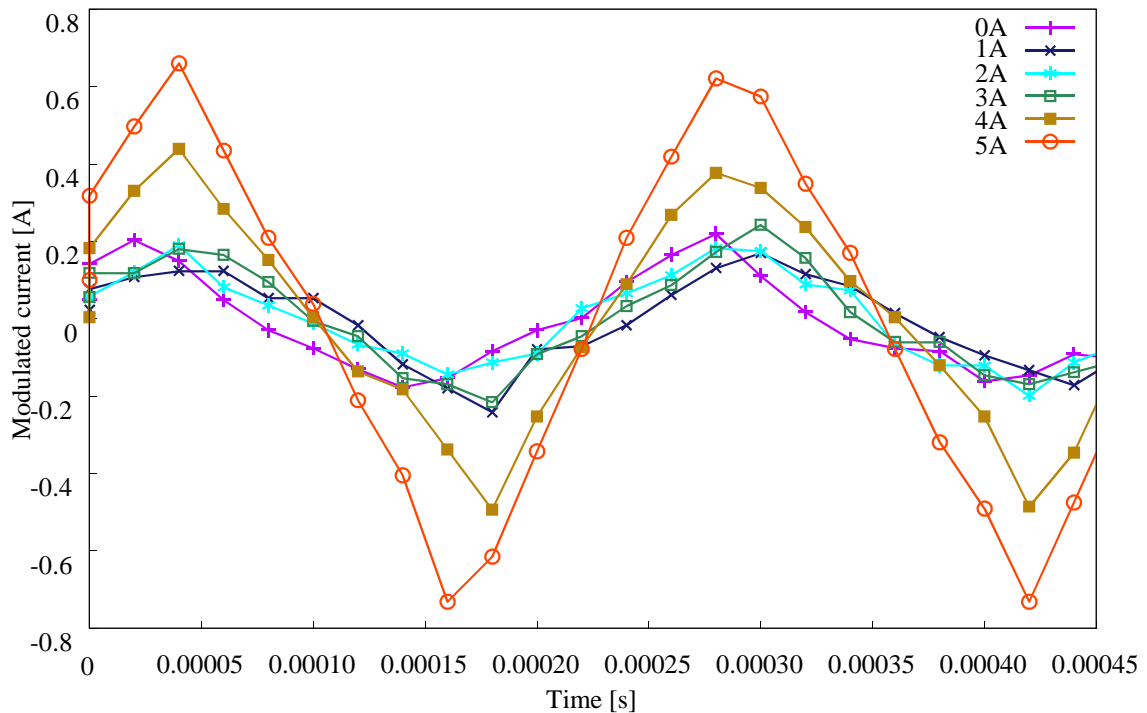


Fig. 5.3 Current ripple at gap 0.19mm

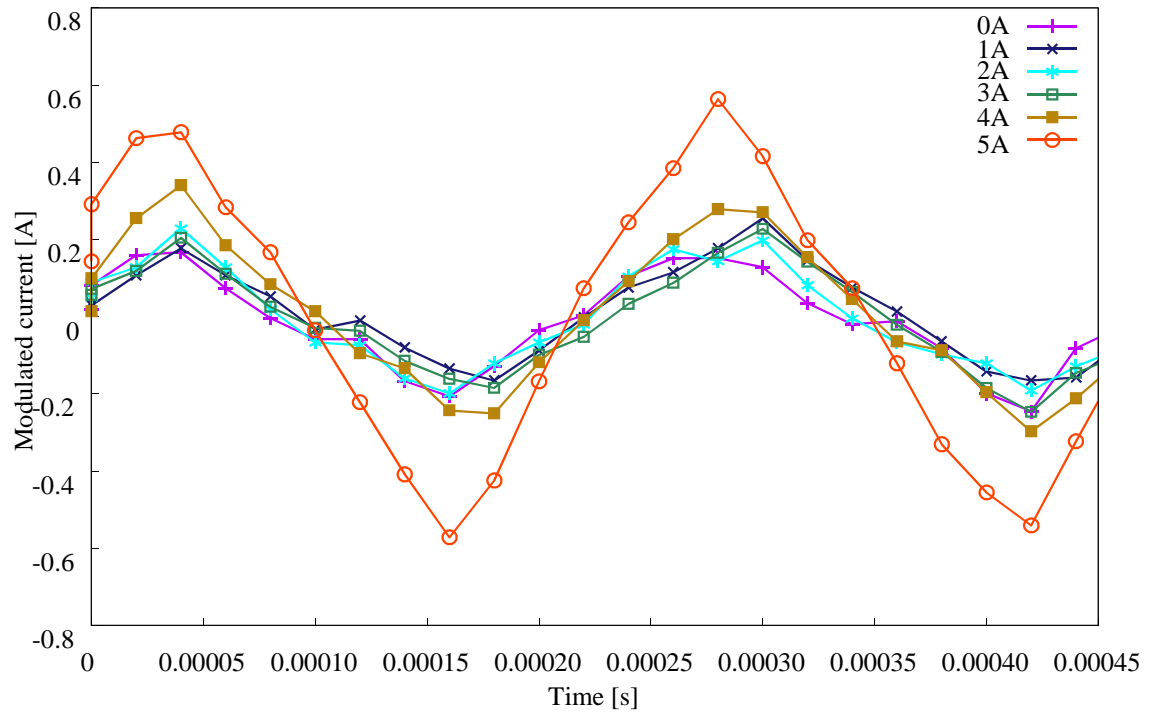


Fig. 5.4 Current ripple at gap 0.23mm

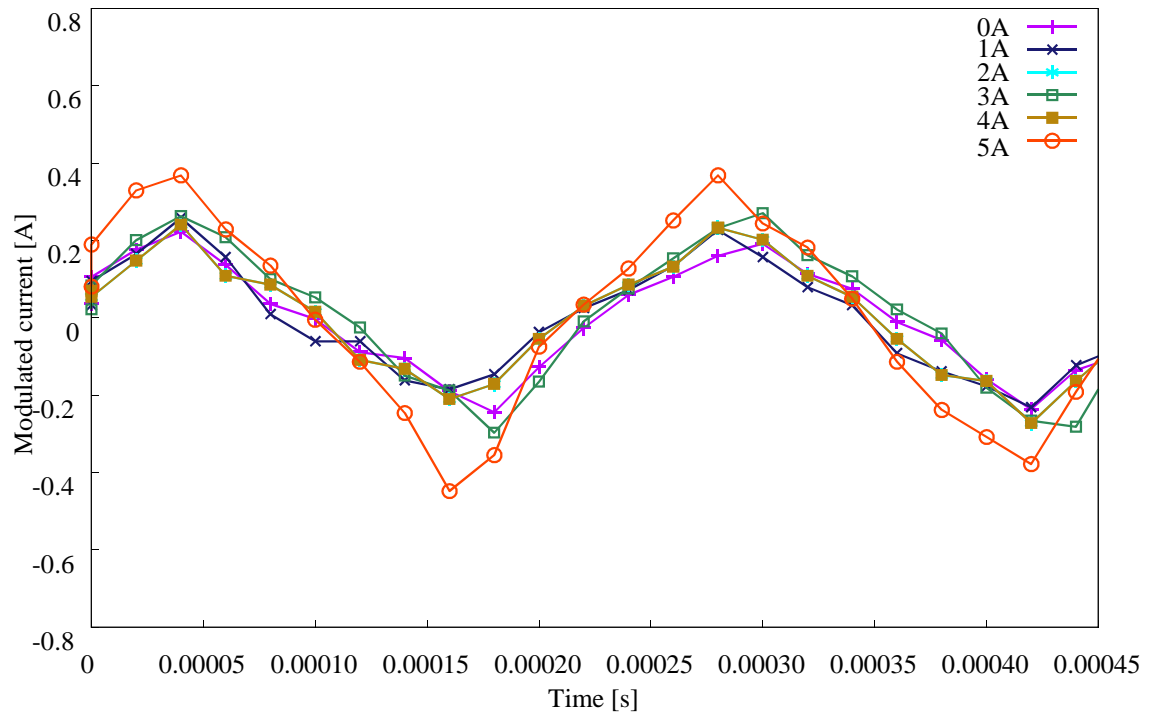


Fig. 5.5 Current ripple at gap 0.27mm

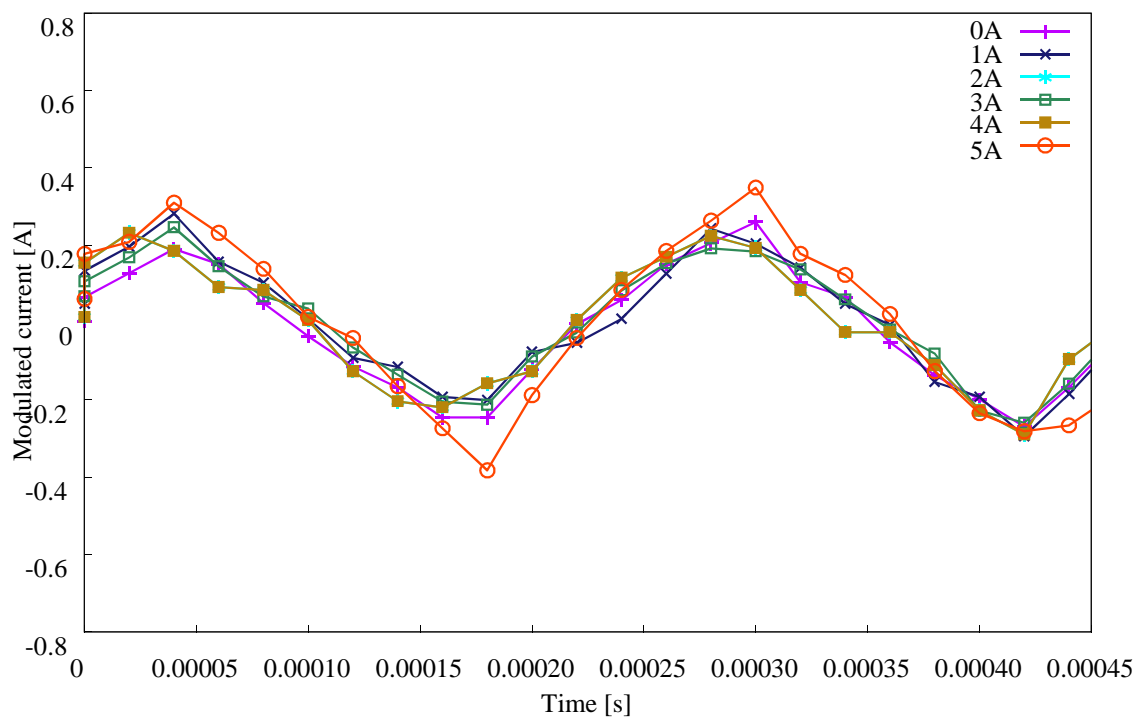


Fig. 5.6 Current ripple at gap 0.30mm

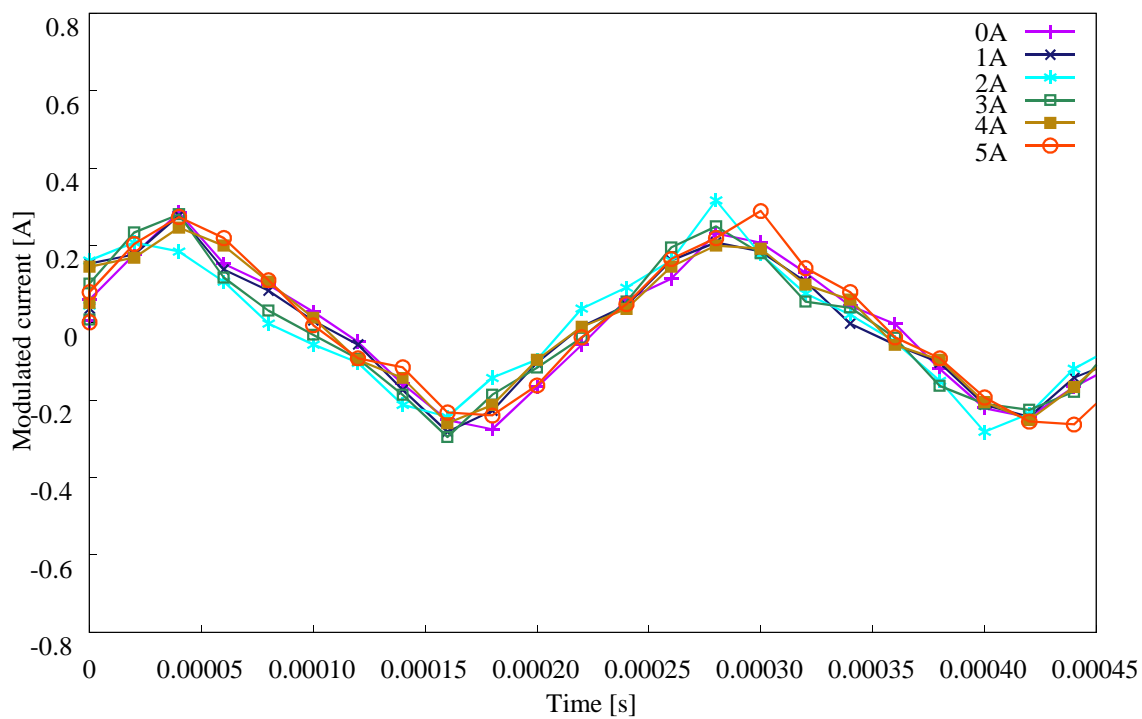


Fig. 5.7 Current ripple at gap 0.35mm

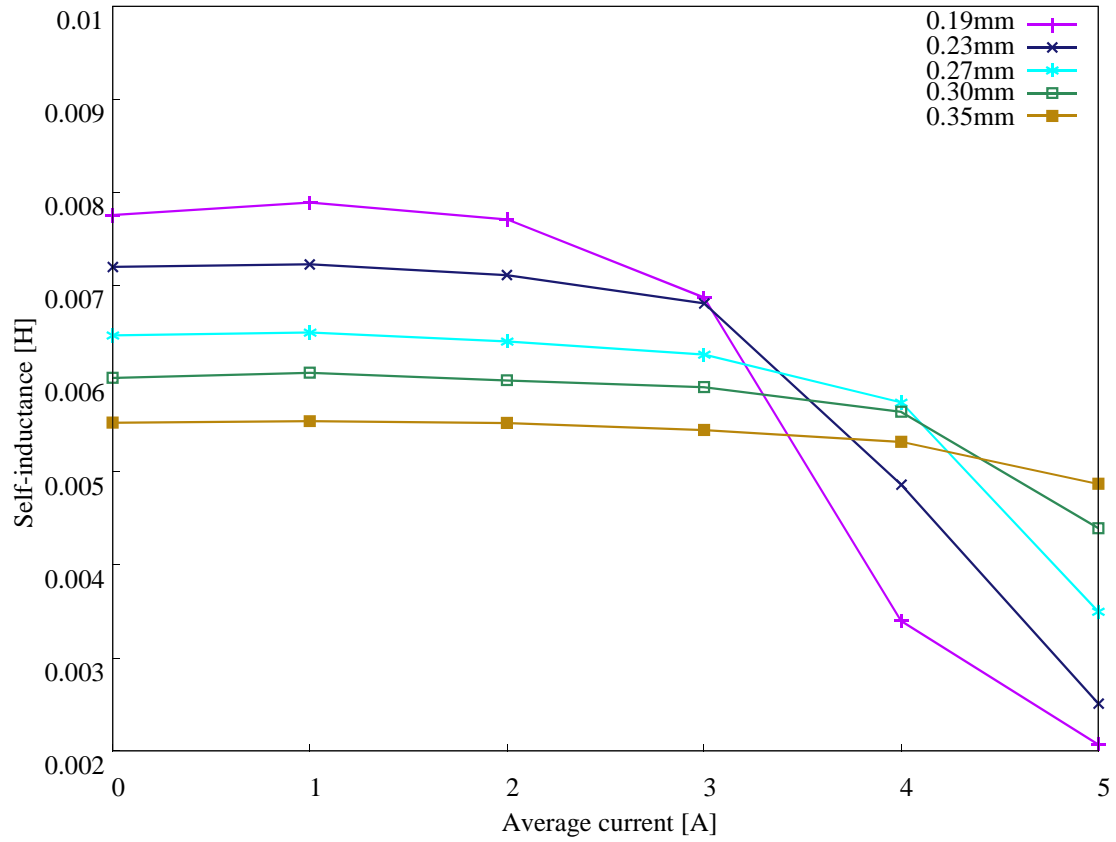


Fig. 5.8 Static characteristics of self-sensing

5.4. 検出範囲を限定した磁気飽和の補償

磁束密度が非常に高い時も考慮すると、自己インダクタンスからギャップが一意に求められない。そこで一意に求められる範囲に制限し、その範囲内で鉄心の比透磁率の変動に対する補償を行った。本研究では補償するギャップ x の範囲を0.19~0.34[mm]、電流の平均値 i_{avg} の範囲を0~3[A]とした。この補償範囲内で、各電流の平均値に対して自己インダクタンスとギャップの関係を、線形な次式で近似した。

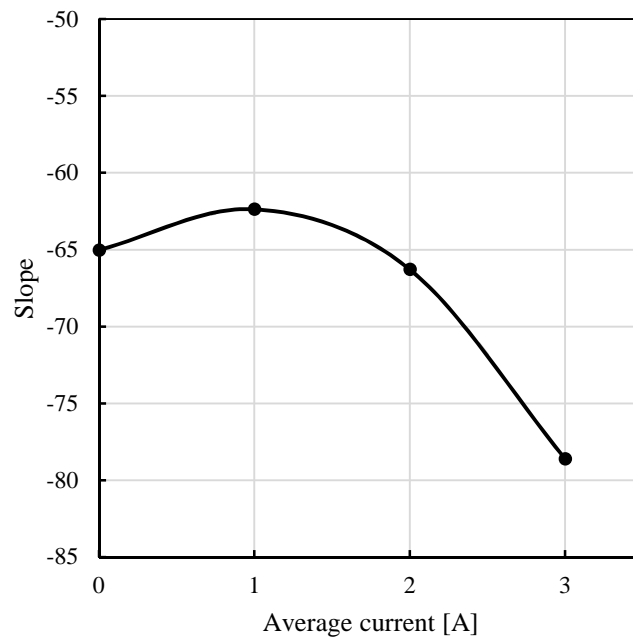
$$x = aL + b \quad (5.7)$$

ただし a および b は、次式で示す電流の平均値の関数である。

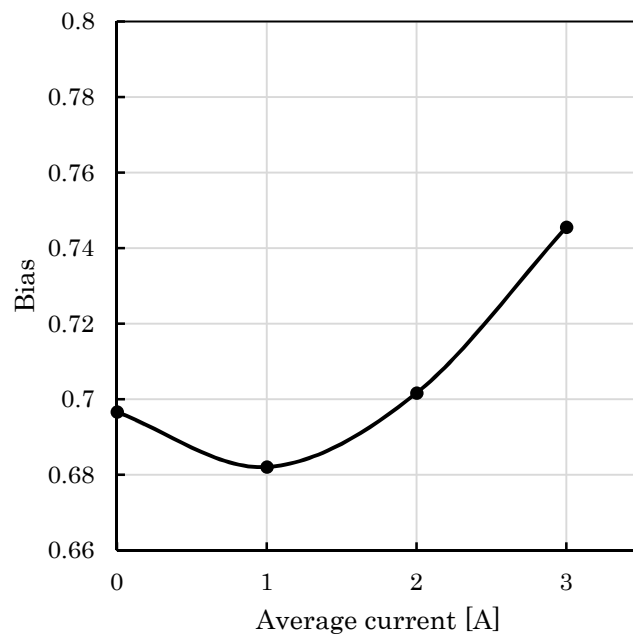
$$a(i_{avg}) = a_0 + a_1 i_{avg} + a_2 i_{avg}^2 + \dots \quad (5.8)$$

$$b(i_{avg}) = b_0 + b_1 i_{avg} + b_2 i_{avg}^2 + \dots \quad (5.9)$$

本論文では、式(5.8),(5.9)ともに2次の式で近似した。Fig. 5.9 に曲線補間した傾き $a(i_{avg})$ と切片 $b(i_{avg})$ を示す。Fig. 5.10 に補償結果を示す。その時のパラメータを Table 5.2 に示す。式(5.7)より自己インダクタンスおよび電流の平均値を引数、ギャップを出力とする関数により範囲内の磁気飽和の補償を行うことができる。



(a) Slope



(b) Bias

Fig. 5.9 Nonlinear Compensation

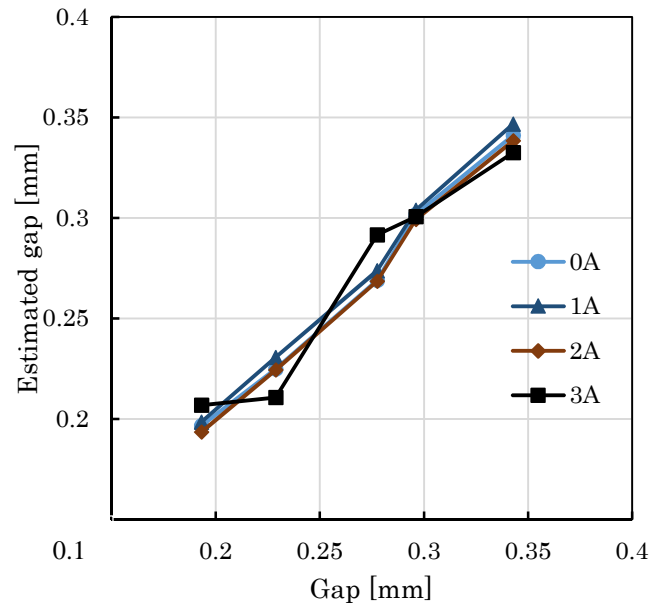


Fig. 5.10 Estimated gap with compensation

Table 5.2. Parameters of compensation

| | |
|-------|---------|
| a_0 | 2.3041 |
| a_1 | -0.0706 |
| a_2 | 0.0391 |
| b_0 | -0.1643 |
| b_1 | 0.0289 |
| b_2 | -0.0164 |

5.5. 制御設計

吸引形磁気浮上系の制御設計を行った。吸引形磁気浮上系を制御設計するにあたって、簡略化のため速度起電力を無視して、位置制御系と電流制御系を独立に設計した。Fig. 5.11 に制御系を示す。Fig. 5.11 で示すように、位置制御器は目標位置へ浮上させるための制御電流を演算し、電流制御器はその制御電流を流すための制御電圧を演算するカスケード構造である。

位置制御器は位相進み補償と積分制御の並列制御器を用いた。位相進み補償と積分制御の並列制御器の伝達関数 $G_{c1}(s)$ は次式で表される。

$$G_{c1}(s) = K_{p1} \frac{T_d s + 1}{\alpha T_d s + 1} + K_{I1} \frac{1}{s} \quad (5.10)$$

ここで K_{p1} , T_d , K_{I1} , α が制御ゲインである。 α を 0 とすれば、PD 制御となる。 $K_{p1} = 12000$, $T_d = 0.0031$, $K_{I1} = 120000$, $\alpha = 0.3$ とし、吸引形磁気浮上系に対して位相進み補償を適用した時の感度関数のゲイン線図を Fig. 5.12 に示す。また開ループ伝達関数のボード線図を Fig. 5.13 に示す。ゲイン余裕は 0.4985[dB], 位相余裕は 27.7174[deg], 感度関数のピークは 5.48[dB]である吸引形磁気浮上系の伝達関数として次式を用いた。

$$G_{ix}(s) = \frac{k_i}{Ms^2 - k_x} \quad (5.11)$$

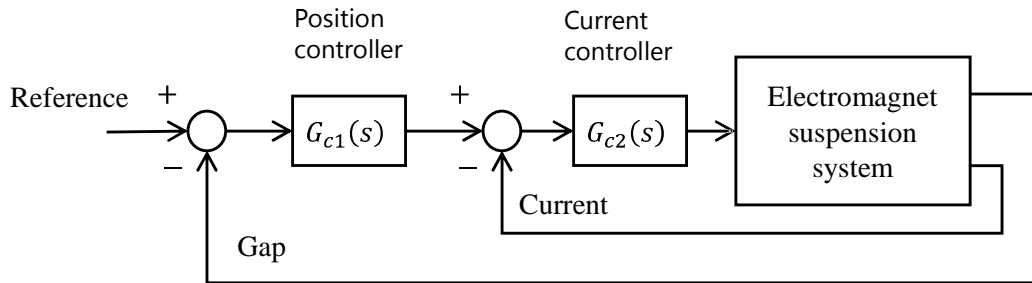
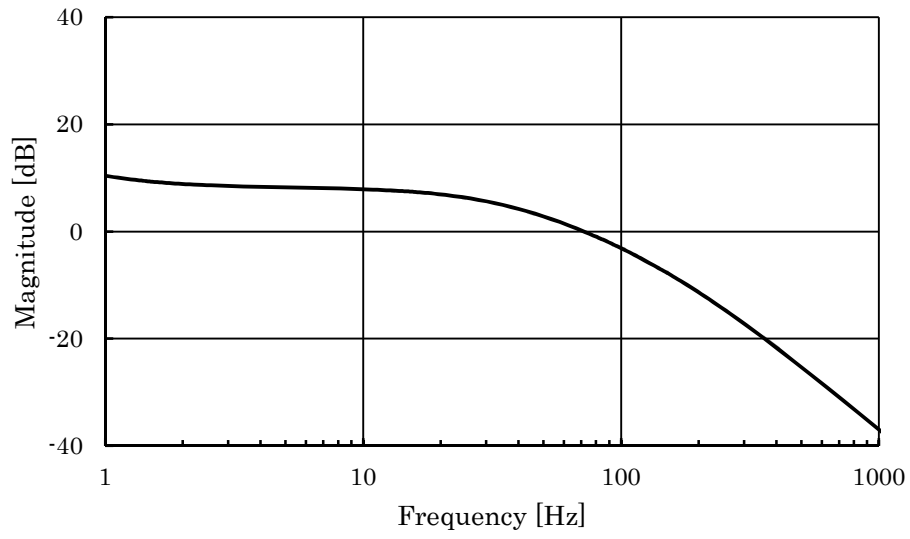
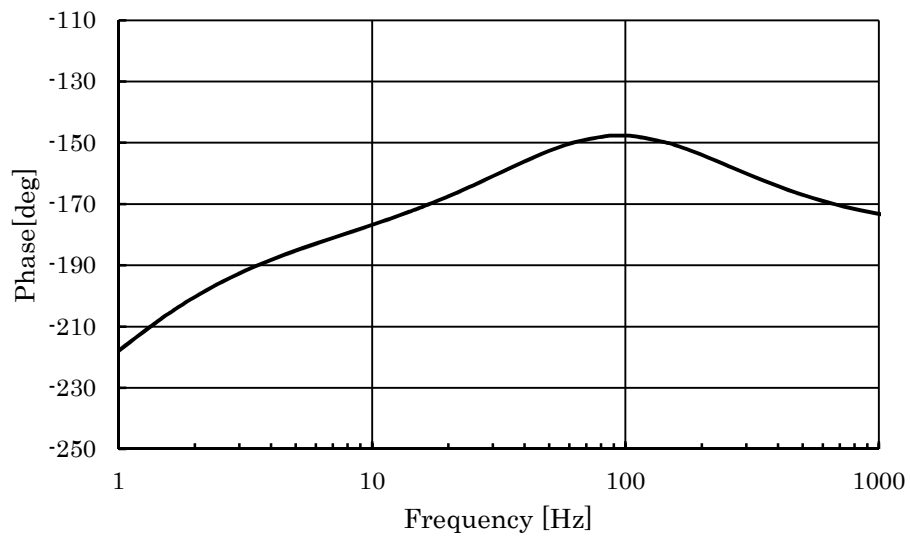


Fig. 5.11 Control system



(a) Magnitude



(b) Phase

Fig. 5.12 Open loop transfer function $G_{xi}(s)G_{c1}(s)$

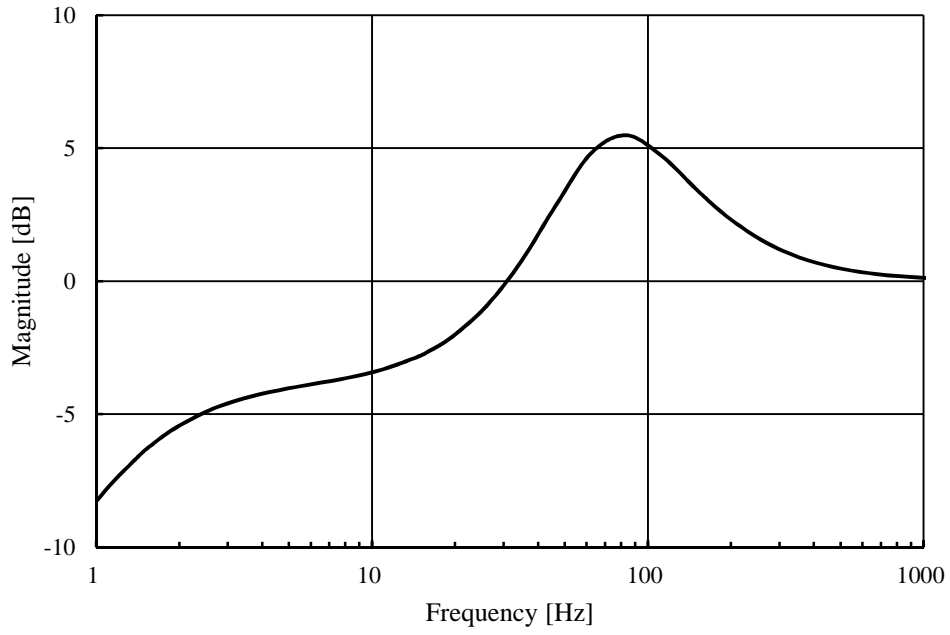


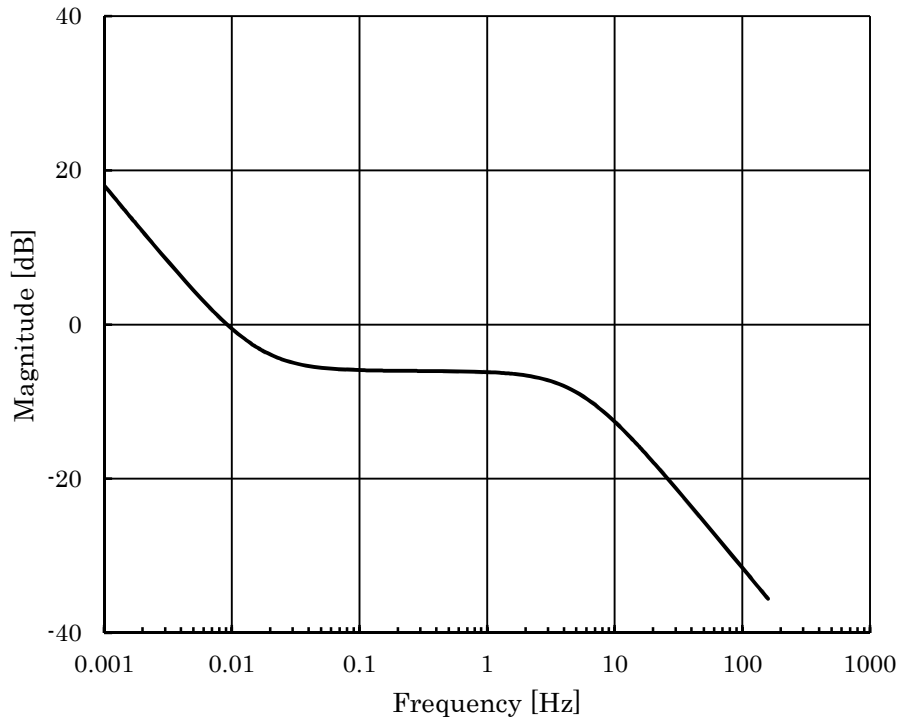
Fig. 5.13 Sensitivity function

電流制御器は PI 制御を適用した。PI 制御の伝達関数 $G_{c2}(s)$ は次式で表される。

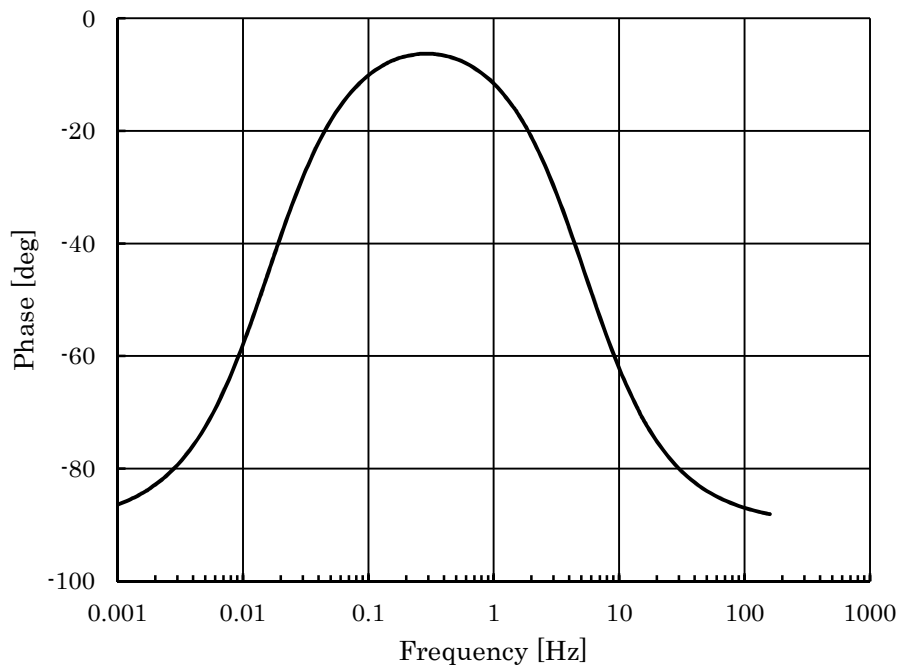
$$G_{c1}(s) = K_{p2} + K_{I2} \frac{1}{s} \quad (5.13)$$

ここで K_{p2} , K_{I2} が制御ゲインである。 $K_{p2} = 0.1$, $K_{I2} = 0.01$ としたときの開ループ伝達関数を Fig. 5.14 に示す。ゲイン余裕は ∞ , 位相余裕は $119.9[\text{deg}]$ となる。電磁石の伝達関数 $G_{iv}(s)$ は次式を用いた。

$$G_{iv}(s) = \frac{1}{Ls + R} \quad (5.12)$$



(a) Magnitude



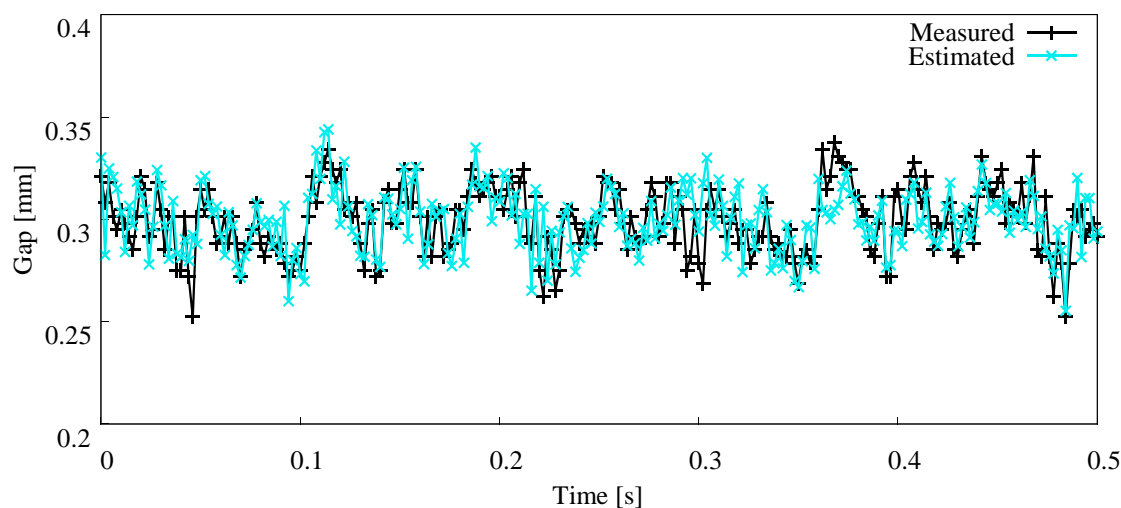
(b) Phase

Fig. 5.14 Open loop transfer function $G_{iv}(s)G_{c2}(s)$

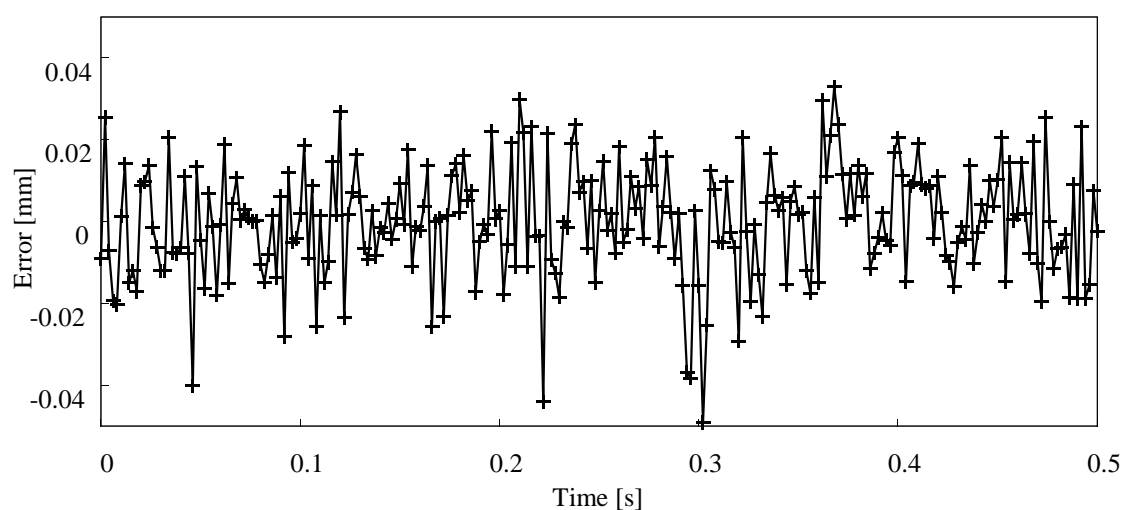
5.6. 実験

5.6.1 変位推定実験

提案した磁気飽和に対する補償方法の変位推定の有効性を確かめるため、実験を行った。第3章の実験装置に対して提案したセルフセンシング方法を適用した。変位センサを用いて浮上させ、目標ギャップに $\pm 0.05\text{mm}$ の振幅をもつM系列信号を加え、その時の時間応答を計測した。検証用の変位センサの出力を真の値として、推定変位の動特性を調べた。Fig. 5.15 にその応答と誤差を示す。Fig. 5.16 に計測したギャップ推定の周波数応答を示す。さらに Fig. 5.16 よりゲインは 20 [Hz] から低下している。また位相特性は、100[Hz]で約 50[deg]ほどの遅れがあり、高域での遅れが目立つ。しかし、50[Hz]までは位相の遅れが最大でも 17[deg]以内に抑えられており、低域で制御が可能であることがわかる。

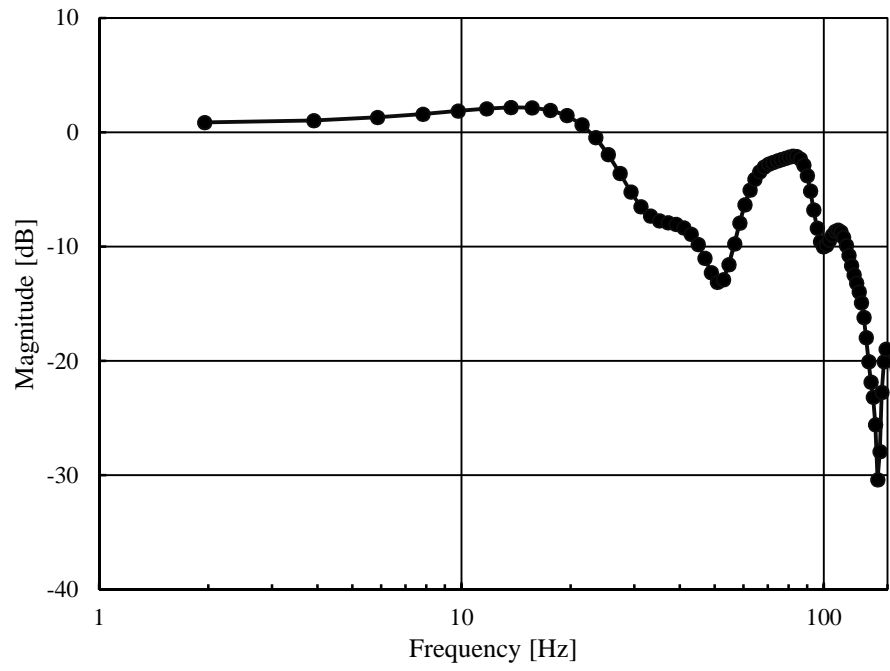


(a) Gap

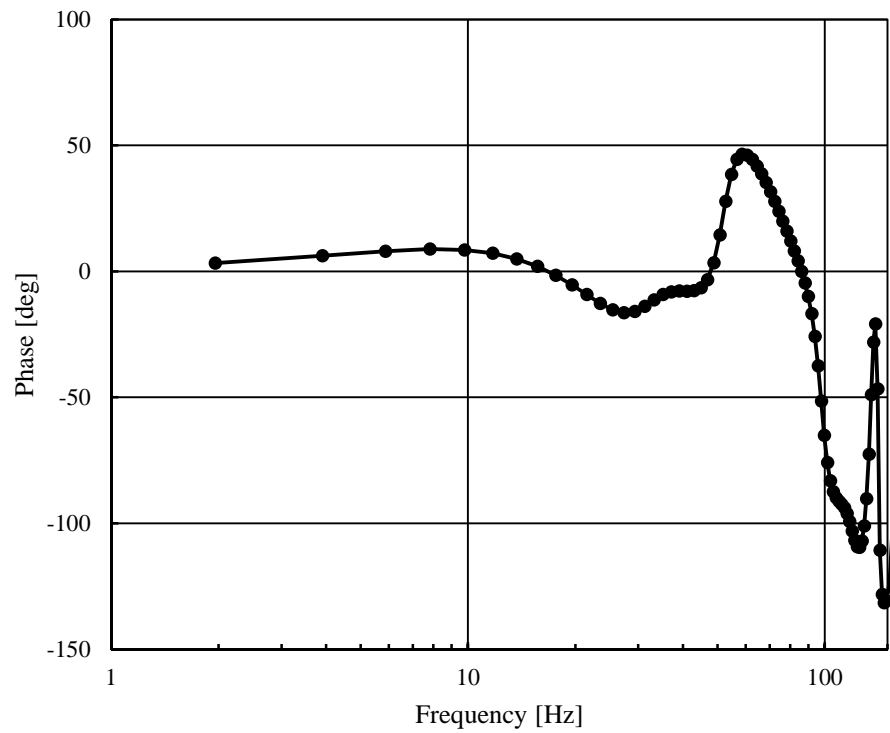


(b) Error

Fig. 5.15 Gap signal



(a) Magnitude



(b) Phase

Fig. 5.16 Frequency response of gap estimation using proposed method

5.6.2. セルフセンシング浮上実験

提案した磁気飽和に対する補償方法により浮上が可能であるかどうか調べるため、推定した変位を用いて浮上実験を行った。第 3 章で示した実験装置に対して提案したセルフセンシング制御手法を適用した。位置制御および電流制御は、前節で示した位相進み制御と PI 制御を用いた。PWM アンプにデューティ比 50% で指令値を与え、浮上を開始させた。目標ギャップを 0.28mm とした。浮上制御中、目標ギャップを 0.32mm に変更した。このときのギャップを測定した。また変位センサを用いて同様の実験を行った。このときのギャップのステップ応答を Fig. 5.17 に示す。Fig. 5.17 より提案手法を用いたセルフセンシング制御系の応答が変位センサを用いた応答とほぼ同一であることがわかる。

次に感度関数を計測するため目標ギャップ 0.3mm として浮上させ、浮上中に $\pm 0.05\text{mm}$ の振幅をもつ M 系列信号を加え、その時の推定ギャップを求めた。推定ギャップおよび目標値から感度関数を計測した。同様の実験を変位センサおよび磁気飽和を補償しない従来の方について行った。Fig. 5.18 に感度関数を示す。感度関数のピークは、提案手法によるセルフセンシング制御の場合 2.46[dB]，従来のセルフセンシング制御の場合 5.42[dB]，センサを用いた場合 1.13 [dB] である。セルフセンシング制御を用いた制御系がセンサを用いた制御系に比べ高い。感度関数のピークは、ナイキスト線図上の臨界点(-1,0)からの距離の逆数を示すので、センサを用いた制御系に比べてセルフセンシング制御系の安定余裕が低いことがわかる。しかし、従来手法より安定余裕が確保されていることがわかる。以上の結果から提案手法の有効性が確認できる。

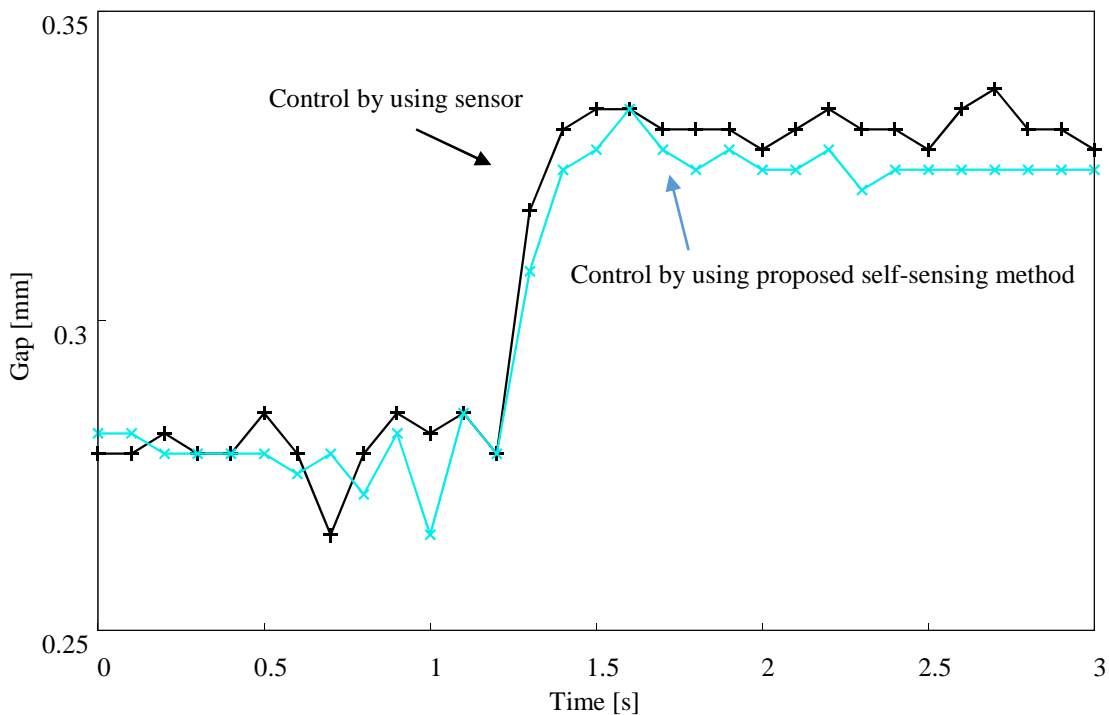
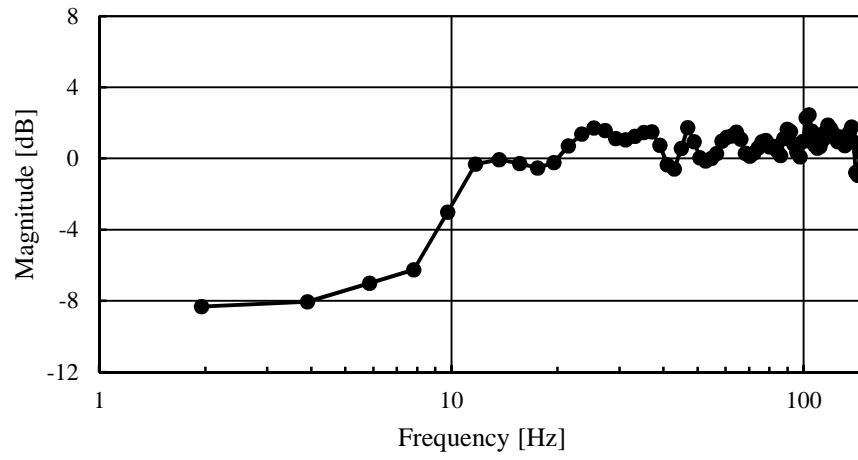
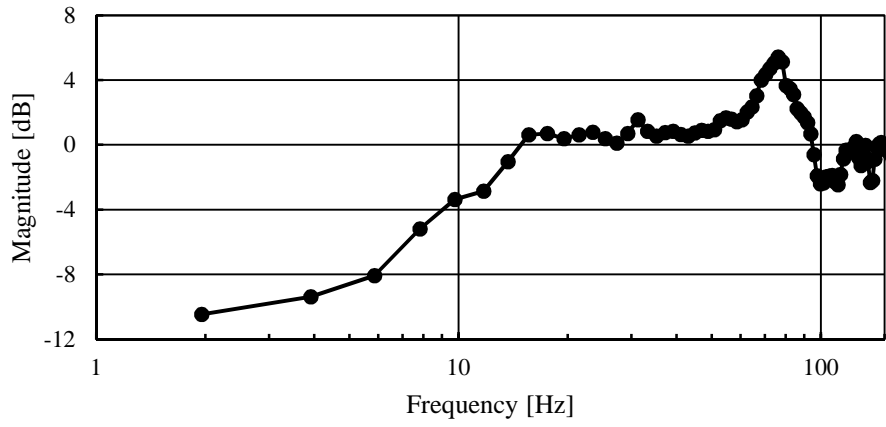


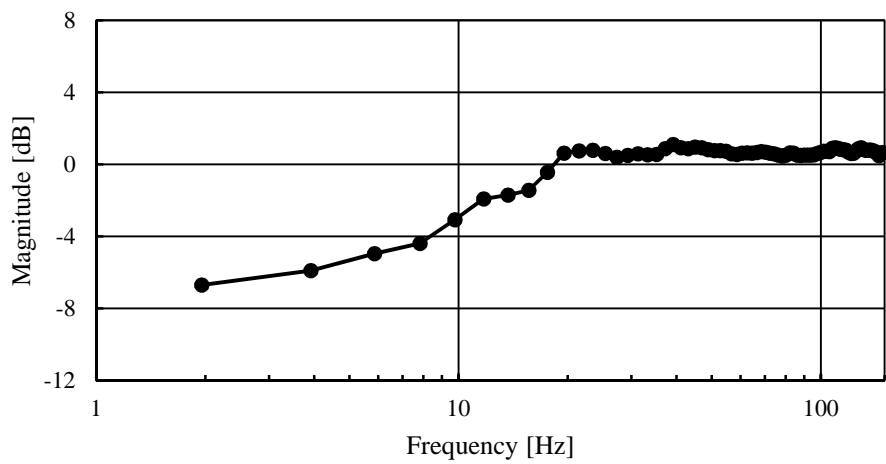
Fig. 5.17 Step response



(a) Sensitivity function by using proposed self-sensing method



(b) Sensitivity function by using conventional self-sensing method



(c) Sensitivity function by using sensor

Fig. 5.18 Sensitivity function

6. UKF を用いた磁気飽和に対するセルフセンシング制御法

6.1. UKF を用いた磁気飽和に対するセルフセンシング制御法の概要

Fig. 6.1 にアンセンテッドカルマンフィルタ(UKF) ⁽²¹⁾ を用いた磁気飽和に対するセルフセンシング制御法のブロック線図を示す。Fig. 6.1 より提案方法 ^{(19),(20)} は、初めに電流からローパスパスフィルタ(LPF)を用いて PWM アンプによる高周波成分を除去し、電流の平均値を求める。また電流から電流の時間微分値を取り出す。次にその電流の時間微分値から自己インダクタンスを求める。そして UKF を用いて自己インダクタンスと求めている電流の平均値からギャップを推定する。推定したギャップから制御器により制御電圧をもとめる。電流の時間微分値の計算方法については次節で述べる。第 6 章 2 節は UKF のアルゴリズム、第 6 章 3 節では UKF を用いた磁気飽和の補償について述べる。

6.2. 電流の時間微分値による自己インダクタンスの推定

キャリア周波数成分の電流と電圧の関係は、式(2.27)より次式で近似できる。

$$L \frac{d}{dt} i \cong v \quad (6.1)$$

PWM アンプにより電磁石に加えられる電圧は、式(2.20)より次式で表せる。

$$v(t) = \begin{cases} V_s, & kT_{pwm} < t \leq (k + \alpha_k)T_{pwm} \\ -V_s, & (k + \alpha_k)T_{pwm} < t \leq (k + 1)T_{pwm} \end{cases} \quad (6.2)$$

時間 $kT_{pwm} < t \leq (k + \alpha_k)T_{pwm}$ に限定すると、式(6.1), (6.2)より電流と電圧の関係は次式となる。

$$L \frac{d}{dt} i = V_s \quad (6.3)$$

ここで、 $kT_{pwm} < t \leq (k + \alpha_k)T_{pwm}$ の間にサンプリング周期 f_s で N_s 個の電流 $i(k), k = 1, \dots, N_s$ が得られているとする。この N_s 個の電流 $i(k)$ から最小二乗法より、電流の時間微分値を次式から計測する。

$$\frac{d}{dt} i = \frac{1}{\alpha_k T_{pwm}} \frac{\sum_{k=1} N_s k i(k) - \sum_{k=1} N_s k \sum_{k=1} N_s i(k)}{\sum_{k=1} N_s k^2 - (\sum_{k=1} N_s k)^2} \quad (6.4)$$

6.3. アンセンテッドカルマンフィルタ(UKF) ⁽²¹⁾

UKF は非線形システムに有効なフィルタリング方法である。UKF はアンセンテッド変換と呼ばれる線形化手法が用いられる。この変換で UKF は状態の推定値に対してアンセンテッド変換により σ 点を生成し、共分散行列の近似を行う。非線形カルマンフィルタの 1 種である拡張カルマンフィルタとくらべて計算量が多いものの、ヤコビアン計算が不要になるという利点があり、不連続なシステムのフィルタリングが可能である。シグマポイントカルマンフィルタとも呼ばれる。UKF は次式の状態空間モデルを適用できる。

$$x_{k+1} = f(x_k) + w_k \quad (6.5)$$

$$y_k = h(x_k) + v_k \quad (6.6)$$

ただし $x_k \in \mathfrak{R}^n$, $y_k \in \mathfrak{R}^p$ 時刻 k における状態と出力, $w_k \in \mathfrak{R}^n$, $v_k \in \mathfrak{R}^p$: ガウス白色性の共分散行列 Q_k のプロセスノイズと共分散行列 R_k の観測ノイズ, $f: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$, $h: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^p$ である。UKF のアルゴリズムを以下に示す。

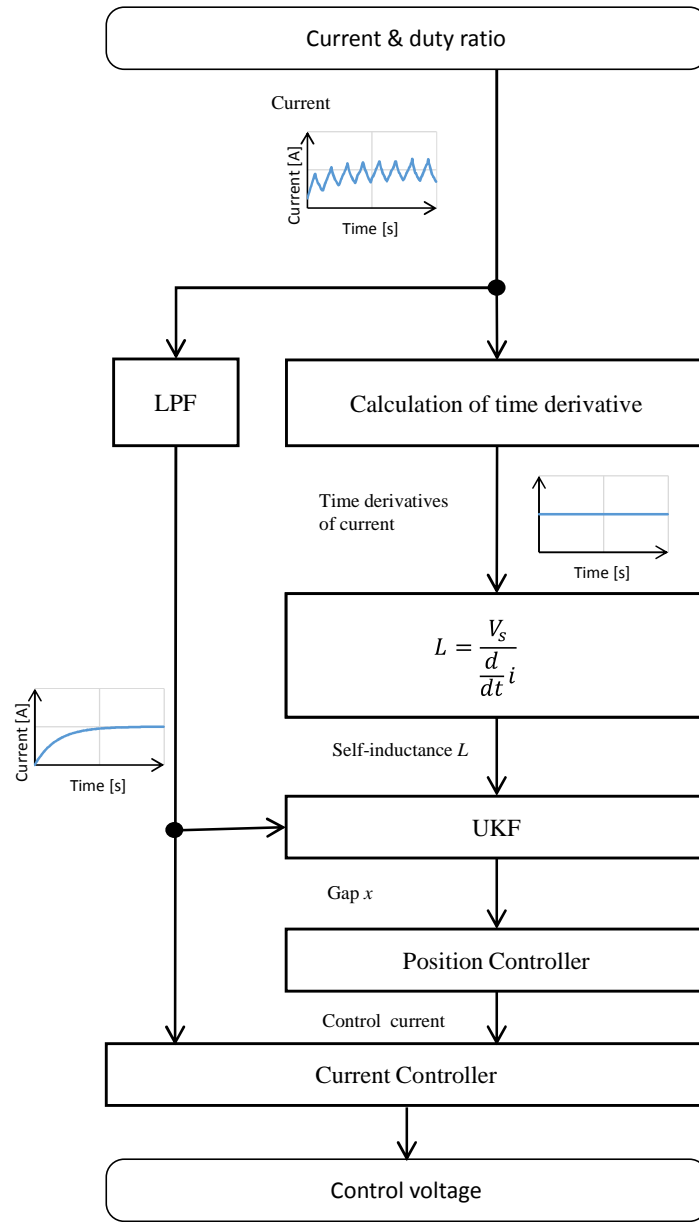


Fig. 6.1 Proposed self-sensing using UKF

0) 初期値を決定する

$$\hat{x}_{0/-1} = \hat{x}_0, P_{0/-1} = P_0 \quad (6.7)$$

1) 時間更新ステップ

a) σ 点と重みを n 個生成する

$$\hat{x}_{k/-}^0 = \hat{x}_{k/-}, W^0 = \frac{\lambda}{n + \lambda} \quad (6.8)$$

$$\hat{x}_{k/-}^i = \hat{x}_{k/-} + \left(\sqrt{(n + \lambda) P_{k/-}} \right)_i, W^i = \frac{0.5}{n + \lambda} \quad (6.9)$$

$$\hat{x}_{k/-}^{i+n} = \hat{x}_{k/-} - \left(\sqrt{(n + \lambda) P_{k/-}} \right)_i, W^i = \frac{0.5}{n + \lambda} \quad (6.10)$$

ただし $(\cdot)_i$ は第 i 列ベクトルである。

b) σ 点で $f(\cdot)$ による変換を行う

$$\hat{x}_{k+1/-}^i = f\left(\hat{x}_{k/-}^i\right), i = 1, \dots, 2n \quad (6.11)$$

c) 状態の 1 段予測推定値を求める

$$\hat{x}_{k+1/-} = \sum_{i=0}^{2n} W^i \hat{x}_{k+1/-}^i \quad (6.12)$$

d) 予測誤差共分散行列を求める

$$P_{k+1/-} = \sum_{i=0}^{2n} W^i \left(\hat{x}_{k+1/-}^i - \hat{x}_{k+1/-} \right) \left(\hat{x}_{k+1/-}^i - \hat{x}_{k+1/-} \right)^T + Q \quad (6.13)$$

2) 観測更新ステップ

a) σ 点で $h(\cdot)$ による変換

$$\hat{y}_{k+1/-}^i = h\left(\hat{x}_{k+1/-}^i\right), i = 1, \dots, 2n \quad (6.14)$$

b) 出力の 1 段予測推定値

$$\hat{y}_{k+1/-} = \sum_{i=0}^{2n} W^i \hat{y}_{k+1/-}^i \quad (6.15)$$

c) 条件付き共分散行列

$$V_{k+1/k} = \sum_{i=0}^{2n} W^i \left(\hat{y}_{k+1/k}^i - \hat{y}_{k+1/k} \right) \left(\hat{y}_{k+1/k}^i - \hat{y}_{k+1/k} \right)^T + R \quad (6.16)$$

$$U_{k+1/k} = \sum_{i=0}^{2n} W^i \left(\hat{x}_{k+1/k}^i - \hat{x}_{k+1/k} \right) \left(\hat{y}_{k+1/k}^i - \hat{y}_{k+1/k} \right) \quad (6.17)$$

d) UKF ゲイン

$$K_{k+1} = U_{k+1/k} V_{k+1/k}^{-1} \quad (6.18)$$

e) ろ派推定値

$$\hat{x}_{k+1/k+1} = \hat{x}_{k+1/k} + K_{k+1} \left(y_k - \hat{y}_{k+1/k} \right) \quad (6.19)$$

f) ろ派推定誤差共分散行列

$$P_{k+1/k+1} = P_{k+1/k} - U_{k+1/k} V_{k+1/k}^{-1} U_{k+1/k}^T \quad (6.20)$$

3) $k \leftarrow k+1$ として 1) に戻る

以上が UKF のアルゴリズムである。

6.4. UKF のためのモデリング

本節では UKF で用いる運動モデル $f(\cdot)$ と観測モデル $h(\cdot)$ を導く。まず、運動モデルを導く。ギャップ x および浮上対象の速度 v より、時刻 k における状態量を次式で定義する。

$$\xi_k = (x_k \quad v_k)^T = (\xi_{1k} \quad \xi_{2k})^T \quad (6.21)$$

サンプリング時間 h でオイラー近似し、次式の運動モデルを用いる。

$$f(\xi_k) = \begin{pmatrix} \xi_{1k} + h\xi_{2k} \\ \xi_{2k} + h \left\{ K_f \left(\frac{u}{\xi_{1k}} \right)^2 - g \right\} \end{pmatrix} \quad (6.22)$$

ただし、 u は制御電流 i_c である。本論文は運動モデルを仮定することで磁気飽和のセンシングへの影響を補償する。そのため、運動モデルの精度がギャップ推定の可否に関わる。モデルが大きく異なれば、推定は困難になる。このことからできるだけ正確なモデルを考慮すべきである。しかし一般的にモデルの複雑化は、パラメータ数の増加につながり、それらのパラメータの同定も複雑になる。そこでパラメータ数を少なくするために、式(6.22)を用いる。

つぎに観測モデルを求める。観測モデルは、実験的に求めた自己インダクタンスとギャップおよび電流の平均値の関係よりモデリングを行う。Fig. 6.2 に用いた関係を示す。自己インダクタンスは

第 6 章 2 節の電流の時間微分値から求めた。Fig. 6.2 の関係より励起電流の時間微分値をギャップと電流の平均値の関数として表し、次式のようにギャップと電流の時間微分値の関係が線形と見なせる範囲で分割し、それぞれの範囲で直線近似する。

$$h(\xi_k, u_k) = \begin{cases} a_1(u_k)\xi_{k1} + b_1(u_k), & 0 \leq \xi_1 < 0.15 \\ a_2(u_k)\xi_{k1} + b_2(u_k), & 0.15 \leq \xi_1 < 0.25 \\ a_3(u_k)\xi_{k1} + b_3(u_k), & 0.25 \leq \xi_1 < 0.35 \\ a_4(u_k)\xi_{k1} + b_4(u_k), & 0.35 \leq \xi_1 \end{cases} \quad (6.23)$$

ただし、傾きと切片は制御電流の関数

$$a_i(u) = c_0 + c_1 u + c_2 u^2 + \dots \quad (6.24)$$

$$b_i(u) = d_0 + d_1 u + d_2 u^2 + \dots \quad (6.25)$$

である。Table 6.1 に係数の値を示す。

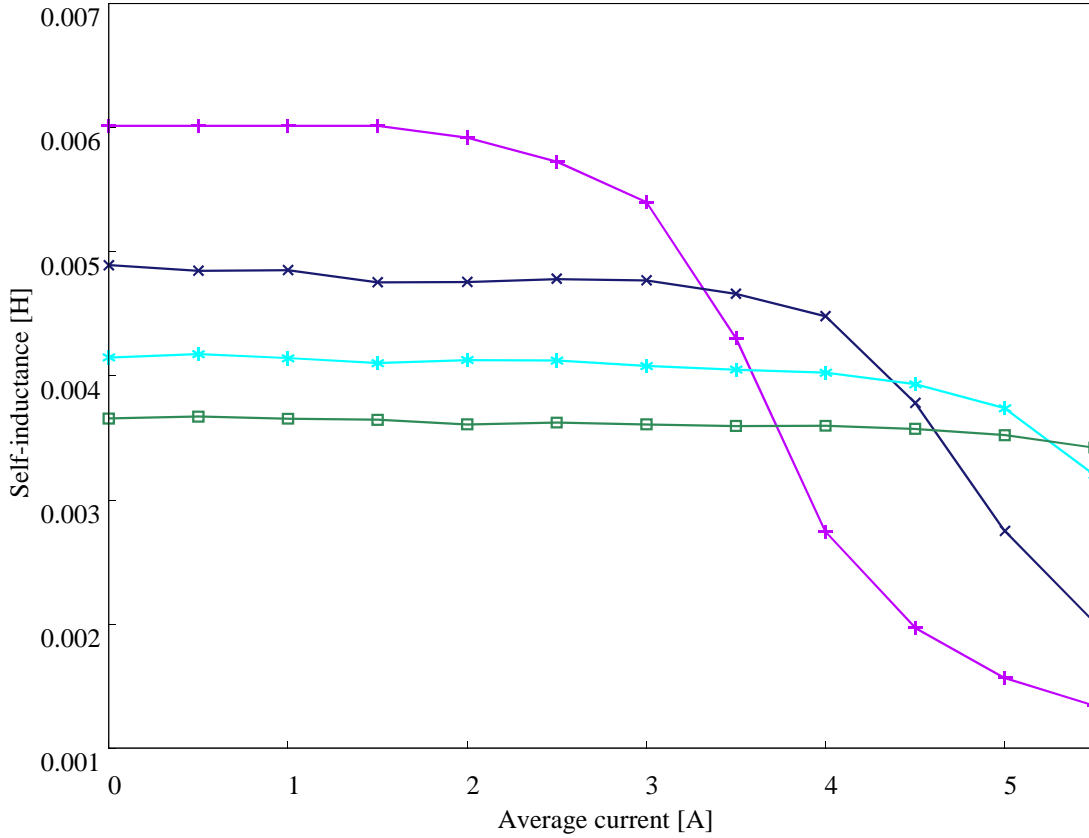


Fig. 6.2 Static self-sensing characteristic

Table 6.1. Parameters of compensator

(a) Slope

| | a_1 | a_2 | a_3 | a_4 |
|-------|----------|----------|----------|---------|
| c_0 | 3220.19 | 4014.48 | 3291.28 | 3873.63 |
| c_1 | 1644.67 | -1715.62 | 0 | 0 |
| c_2 | 0 | 3298.46 | 25.3029 | 0 |
| c_3 | -4008.22 | -2479.54 | 0 | 0 |
| c_4 | 3433.14 | 784.164 | -24.7249 | 0 |
| c_5 | -977.405 | -86.8629 | 12.6928 | 0 |
| c_6 | 85.3684 | 0 | -1.72552 | 0 |

(b) Offset

| | b_1 | b_2 | b_3 | b_4 |
|-------|----------|----------|----------|---------|
| d_0 | 850.064 | 1222.95 | 1613.12 | 361.204 |
| d_1 | 34.7161 | 120.295 | 0 | 0 |
| d_2 | 95.8274 | -252.032 | 0 | 0 |
| d_3 | -109.955 | 195.659 | 18.1915 | 0 |
| d_4 | 26.3619 | -60.6594 | -8.87821 | 0 |
| d_5 | 0 | 6.53401 | 1.11312 | 0 |
| d_6 | 0 | 0 | 0 | 0 |

6.5. セルフセンシング浮上実験

Fig. 6.1 の提案システムの有効性を確かめるため、浮上実験を行った。第 3 章の実験装置に対して提案したセルフセンシング制御手法を適用した。用いた UKF のパラメータを Table 6.2 に示す。位置制御および電流制御は、それぞれ PID 制御と PI 制御を用いた。Table 6.3 に制御器のゲインを示す。PWM アンプにデューティ比 50% で指令値を与え、UKF の初期推定値は実際のギャップの値と同じにして浮上を開始させた。次に浮上制御中に制御入力としての電流の指令値に振幅 200[mA]、周波数 50[Hz] の正弦波状の外乱を加え、浮上対象を振動させた。このときのギャップと電流を測定した。測定結果を Fig. 6.3 に示す。Fig. 6.3 はギャップと電流の対応関係であり、電流の値が 3.1~3.5[A] の間で変動させられることで、ギャップもそれに応じて 0.15~0.32[mm] の間で動いている。Fig. 6.3 によれば、この電流とギャップの値は、磁気飽和の影響が現れ、電流の時間微分

値だけではギャップを一意に求めること出来ない値である。しかし, UKF を用いて運動モデルを指定することでギャップが推定できており, 範囲を限定する方法では安定化出来ないギャップと平均電流の値で安定浮上が行えていることがわかる。これより本提案法の磁気飽和に対する有効性が確認できる。

Table 6.2. UKF parameters

| | |
|-------------|-----------|
| \hat{x}_0 | 0.005 |
| P_0 | Diag(1,1) |
| Q_k | 0.01 |
| R_k | 0.1 |
| λ | 100 |

Table 6.3. Controller parameter

| | |
|---------------------|---------|
| Position controller | |
| Propotional gain | 10000 |
| Integral gain | 4 |
| Derivative gain | 10 |
| Sampling frequency | 300[Hz] |
| Current controller | |
| Propotional gain | 0.1 |
| Integral gain | 0.01 |
| Sampling frequency | 1[kHz] |

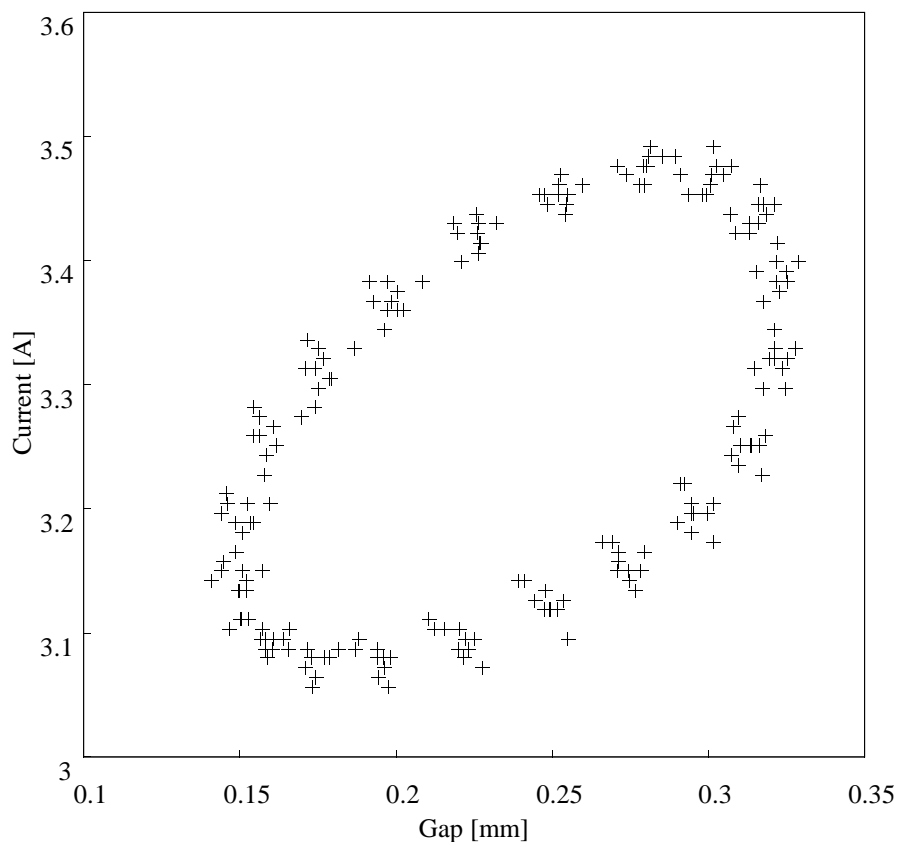


Fig. 6.3 Sinusoidal response

7. 結論

本研究は、PWM のスイッチングを利用してセルフセンシング磁気浮上を行うシステムの磁気飽和の補償方法を提案した。PWM アンプにより励磁される電流から自己インダクタンスを推定する方法を2つ示した。磁気飽和のため、自己インダクタンスがギャップだけでなく、磁気飽和によって鉄心の比透磁率も影響することから、その影響を定量的にみるため、3次元有限要素法による磁界解析を用いて自己インダクタンスの直流重畳特性について調べた。また実験機を用いて自己インダクタンスと電流の平均値の関係を測定した。実験結果から、磁気飽和を考慮すると自己インダクタンスと電流の平均値からギャップを一意に求められないことを示した。この問題に対して 2 つの方法を提案した。一つ目は測定した自己インダクタンスの直流重畳特性を用いて、自己インダクタンスおよび電流の平均値から一意にギャップを取れる範囲で補償であり、この方法を示した。実験を行い、提案方法の有効性を確かめた。提案手法により磁気飽和を考慮しない場合より、安定余裕を確保できることを示した。また吸引形磁気浮上系の運動モデルを用いた磁気飽和の補償方法を示した。運動モデルをセルフセンシングの手順に組み込むために UKF を用いた。運動モデルと、ギャップ、自己インダクタンスおよび電流の平均値の関係から構築した観測モデルより UKF を構成

し、ギャップを推定する手法を提案した。実験機を用いて、この提案方法の実装を行い、評価を行った。実験結果より、検出範囲を限定することなくギャップ推定が可能であることを示した。そしてその推定値を用いることで磁気飽和にかかわらず、安定なセルフセンシングシステムの構築に適用可能であることを示した。

謝辞

本研究に着手して以来、今日に至るまで終始懇切なご指導を頂きました坂本哲三先生、ならびに小森望充先生、三谷康範先生、本田崇先生、黒木秀一先生に深く感謝いたします。

参考文献

- (1) 松田健一・岡田養二:「センサレス磁気浮上の研究」, 日本機械学会論文集(C 編), Vol. 58, No. 556, pp. 3701-3705 (1992)
- (2) 水野毅:「センサレス磁気浮上」, 計測と制御, Vol. 38, No. 2, pp. 92-96 (1999)
- (3) D. Vischer and H. Bleuler: “Self-Sensing Active Magnetic Levitation”, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 29, No. 2, pp. 1276-1281 (1993)
- (4) L. Kucera: “Robustness of Self-Sensing Magnetic Bearing”, in Proceedings of MAG’97 Industrial Conference and Exhibition on Magnetic Bearings, pp. 261-270 (1997)
- (5) E. Maslen, D. Montie, and T. Iwasaki: “Robustness limitations in self-sensing magnetic bearings”, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 128, No. 2, pp. 197-203 (2006)
- (6) N. Morse, R. Smith, B. Paden, and J. Antaki: “Position Sensed and Self-Sensing Magnetic Bearings Configurations and Associated Robustness Limitations”, in Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control Including the Symposium on Adaptive Processes, Vol. 3, pp. 2599-2604 (1998)
- (7) 坂本哲三:電気機器の電気力学と制御, 森北出版, (2007)
- (8) 森下明平・伊東弘晃:「常電導吸引式磁気浮上系のセンサレスゼロパワー制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 126, No.12, pp. 1667-1677 (2006)
- (9) D. Montie: “Performance limitations and self-sensing magnetic bearings”, Ph. D. dissertation, University of Virginia, (2003)
- (10) K.S. Peterson, R.H. Middleton, and J.S. Freudenberg: “Fundamental Limitations in Self-Sensing Magnetic Bearings when Modeled as Linear Periodic Systems”, in Proceedings of the American Controls Conference, (2006)
- (11) J.S. Yim, S.K. Sul, H.J. Ahn, D.C. Han: “Sensorless position control of active magnetic bearings based on high frequency signal injection method”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol. 1, pp. 83-88(2004)
- (12) 水野毅・石井敏宏・荒木献次:「ヒステリシスアンプを利用したセルフセンシング磁気浮上」, 計測自動制御学会論文集, Vol. 32, No. 7, pp. 1043-1050 (1998)
- (13) Y.H. Park, D.C. Han, I.H. Park, H.J. Ahn, D.Y. Jang: “A self-sensing technology of active magnetic bearings using a phase modulation algorithm based on a high frequency voltage injection method ”, Journal of Mechanical Science and Technology, Vol. 22, No. 9, pp. 1757-1764 (2008)
- (14) G. van Schoor, A.C. Niemann, C.P. du Rand: “Evaluation of demodulation for robust self-sensing active magnetic bearings”, Sensors and Actuators A: Physical, Vol. 189, pp. 441-450 (2013)
- (15) 松田健一・水戸一巨・山本敬一・岡田養二:「非線形補償を用いたセルフセンシング磁気

- 軸受の実用化研究」, 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 72, No. 723, pp. 3494-3500 (2006)
- (16) 松村一步・吉田俊哉:「バイアス電源電流波形を用いたセルフセンシング磁気軸受の新たな電流干渉補償方式」, 電気学会論文誌 D, Vol. 129, No. 5, pp. 526-533 (2009)
- (17) A. Schammas, R. Herzog, P. Buhler, and H. Bleuler: “New Results for Self-Sensing Active Magnetic Bearings Using Modulation Approach”, IEEE Trans. on Control Systems Technology, Vol. 13, No. 4, pp. 509-516 (2006)
- (18) E.O. Ranft, G. van Schoor, and C.P. du Rand: “Self-sensing for electromagnetic actuators. Part I: A coupled reluctance network model approach”, Sensors and Actuators A: Physical, Vol. 172, pp. 441-450 (2011)
- (19) K. Matsuda, T. Sakamoto: “Compensation of Magnetic Saturation of Self-sensing Magnetic Levitation”, The 6th International Conference on Positioning Technology, Mechatronics and Measurement in Precision Technology, pp. 36-41 (2014)
- (20) 松田光平・坂本哲三: “UKFによるセルフセンシング磁気浮上系の磁気飽和に対する補償”, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No. 5, (2015)
- (21) S.J. Julier, and J.K. Uhlmann: “A New Extension of the Kalman Filter to Nonlinear Systems”, in Proceedings of AeroSense: the 11th International Symposium on Aerospace/Defense Sensing, Simulation and Controls, pp. 182-193 (1997)
- (22) M. Tang, C. Zhu and J. Yu: “Self-sensing active magnetic bearing using real-time duty cycle”, Journal of Zhejiang University SCIENCE-C, Vol.14, No. 8, pp. 600-611 (2013)